

回路としては、その装置で送信を行う伝送レートに見合った能力の逆フーリエ変換処理回路を備えるだけで良く、全ての端末装置が用意された伝送帯域で規定されたサブキャリア間隔のマルチキャリア信号を生成させる能力を備える必要がなく、端末装置の構成を簡単にすることができる。

【0072】また、例えば上述した第1の実施の形態で説明したようなヌルシンボルの挿入処理を同時に行って、伝送レートの変化に対応させる処理を行うことで、より伝送レートが低い場合に対処できる。

【0073】次に、このように多重伝送される信号を、例えば基地局で一括受信する構成の例を、図13に示す。アンテナ161が接続された受信処理部162では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓がけ処理部163に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓がけデータを乗算した後、フーリエ変換(FFT)処理部164に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。ここでの変換処理としては、受信した伝送帯域に配置されたサブキャリアを全て変換する処理である。

【0074】変換されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部165で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、分離回路(デマルチプレクサ)166で、1伝送帯域に多重化されたシンボルを各チャンネル毎に分離する処理を行う。各チャンネル毎に分離されたシンボルストリームは、各チャンネル毎のビット抽出部167a, 167b...167nに供給し、各チャンネル毎に個別にビット抽出処理を行って受信ビットストリームを得、その受信ビットストリームを各チャンネル毎のデコード部168a, 168b...168nに供給し、各チャンネル毎に個別にデコードして、各チャンネル毎の情報ビットストリームを各チャンネル毎の端子169a, 169b...169nに得る。

【0075】図14は、分離回路166での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えば1系統のシンボルストリームに多重されたチャンネル1～チャンネル4の4チャンネルのシンボルストリームを分離するものである。分離回路166を構成するスイッチの接点166mに得られる多重化されたシンボルストリームを、1シンボル毎に端子166a～端子166dの4つの端子に順に供給するように切換える処理を周期的に行う。このように切換えることで、チャンネル1のシンボルストリームが端子166aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが端子166bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが端子166cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが端子166dに得られる。

【0076】図15は、この分離状態の例を示した図

で、例えば図15のAに示す信号は、4チャンネルの信号が多重化された1伝送帯域の信号を受信して得たシンボルストリームで、一定の時間間隔で配置されたシンボルは、4チャンネルのシンボルが混合されている。ここで、1シンボル毎に順に分離回路166を構成するスイッチの接点166mを切換えることで、図15のB, C, D, Eに示すように、各チャンネルのシンボルが分離されて出力される。

【0077】このように受信機を構成したことで、1伝送帯域に多重化された複数のチャンネルの信号を一括して受信することができる。

【0078】次に、本発明の第5の実施の形態を、図16～図20を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例ではここまで説明した実施の形態での処理で、1伝送帯域に多重伝送される信号の内の任意のチャンネルを受信するようにしたものである。例えば、基地局から同時に多重送信される信号の中から、任意のチャンネルを端末装置で受信する場合に相当する。

【0079】まず、本例で受信する信号について説明すると、ここでは1伝送帯域で最大128kbpsのレートの伝送が可能な帯域幅において、32kbpsのレートの4チャンネルが多重化されている場合を想定してあり、伝送路におけるサブキャリア間隔は4kHz(即ち1シンボルの変調時間が250μ秒=1/4kHz)としてある。

【0080】図16は本実施の形態での受信構成を示した図である。ここでは、アンテナ171が接続された受信処理部172で、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、チャンネル選択部173で所望のチャンネルが選択された後、その選択されたチャンネルの受信信号をマルチキャリア処理部174に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。なお、窓がけ処理やランダム位相シフトなどのマルチキャリア処理に必要な他の処理についても、このマルチキャリア処理部174で実行される。

【0081】変換されたシンボルストリームはビット抽出部175に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部176に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子177に得る。

【0082】図17は、チャンネル選択部173の構成例を示した図である。ここでは、前段の受信処理部から端子181に供給されるベースバンド信号としては、周波数軸上に4kHz間隔でサブキャリアが並んだ信号が250μ秒間入力される。この端子181に得られる信号は、セレクト181aに直接供給すると共に、遅延回路181bを介して遅延させてセレクト181aに供給

し、セクタ181aでの選択で、信号のシンボルが繰り返し処理が施される。

【0083】このセクタ181aの出力は、減算器182に供給されると共に、遅延回路183により1シンボルの変調時間の $1/2^1$ の時間（即ちここでは125 μ 秒）遅延された信号が減算器182に供給され、両信号の差分が抽出される。この差分の信号は、さらに減算器184に直接供給されると共に、遅延回路185により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5 μ 秒）遅延された信号が減算器184に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器195を介して端子191に得られる。また、減算器182の出力信号が、加算器186に直接供給されると共に、遅延回路185により遅延された信号が加算器186に供給され、両信号の加算信号が乗算器196を介して端子192に得られる。

【0084】また、端子181に得られる信号にセクタ181aと遅延回路181bでシンボル繰り返し処理が施された信号は、加算器187に供給されると共に、遅延回路183により遅延された信号が加算器187に供給され、両信号の加算信号が得られる。この加算信号は、さらに減算器188に直接供給されると共に、遅延回路189により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5 μ 秒）遅延された信号が減算器188に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器197を介して端子193に得られる。また、加算器187の出力信号が、加算器190に直接供給されると共に、遅延回路189により遅延された信号が加算器190に供給され、両信号の加算信号が乗算器198を介して端子194に得られる。各乗算器195、196、197、198では、オフセット周波数の補正信号発生器195a、196a、197a、198aからの補正信号が乗算される。このオフセット周波数の補正処理については後述する。

【0085】このように構成したチャンネル選択部173での処理状態を、図18を参照して説明する。まず、端子181に得られる信号として図18のAに示すように、チャンネル1～4の各サブキャリアが4kHz間隔で順に配置された信号が、250 μ 秒間入力する。ここでは、この信号の前半の125 μ 秒間と後半の125 μ 秒間とに分けて、減算器182で互いに減算したものと、加算器187で互に加算したものとが生成される。加算器187の出力としては、元の信号からサブキャリア数が $1/2^1$ になり、図18のBに示すように、チャンネル1とチャンネル3の奇数番目のサブキャリアだけになる。この加算器187の出力からは、さらに減算器188で遅延信号と減算したものと、加算器190で遅延信号と加算したものとが生成される。加算器190で加算された信号としては、図18のCに示すように、チャンネル1の信号のサブキャリアだけになる。減

算器188で減算された信号としては、図18のDに示すように、チャンネル3の信号のサブキャリアだけになる。

【0086】また、減算器182の出力としては、元の信号からサブキャリア数が半分になり、図18のEに示すように、チャンネル2とチャンネル4の偶数番目のサブキャリアだけになる。この減算器182の出力からは、さらに加算器186で遅延信号と加算したものと、減算器184で遅延信号と減算したものとが生成される。加算器186で加算された信号としては、図18のFに示すように、チャンネル2の信号のサブキャリアだけになる。減算器184で減算された信号としては、図18のGに示すように、チャンネル4の信号のサブキャリアだけになる。

【0087】このようにして端子191、192、193、194に得られた信号は、この後段においてFFT処理（高速フーリエ変換処理）が施されてサブキャリアの抽出が行われるが、図18のD、F、Gに示すように、チャンネル2～4の信号には、オフセット周波数が畳み込まれている状態になっている。具体的には、多重されてきた信号のサブキャリア間隔が f_s [Hz]だったとすると、チャンネル2には f_s [Hz]、チャンネル3には $2f_s$ [Hz]、チャンネル4には $3f_s$ [Hz]のオフセット周波数が存在する。そこで、これらのオフセットを取り除くべく、乗算器195、196、197、198で、マイナスのオフセット周波数を持つ正弦波と乗算した後、端子191、192、193、194に供給する出力信号とする。具体的には、チャンネル2には $-f_s$ [Hz]、チャンネル3には $-2f_s$ [Hz]、チャンネル4には $-3f_s$ [Hz]の信号を乗算して出力を得ることになる。

【0088】この処理は、チャンネル2では、補正信号発生器196aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器196で乗算することで行われる。また、チャンネル3では、補正信号発生器197aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器197で乗算することで行われる。また、チャンネル4では、補正信号発生器195aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 3))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器195で乗算することで行われる。なお、補正信号として示すMは、250 μ secの間にチャンネル選択手段173に入力されてくるシンボル数、iはその入力されてくるシンボルが何番目にされたシンボルかを示す添字である。このようにして、オフセット周波数が取り除かれて端子191、192、193、194に得られる信号を周波数軸上で観測して観ると、図18のC、D、F、Gの右側に示すように、オフセット周波数が払拭された状態になっており、どのチャンネルのサブキャリアの同一のFFT回路で抽出することができる。

【0089】このようにして、チャンネル選択部173では、各チャンネル毎のサブキャリアが分離され、チャ

ンネル選択部173以降の回路では、受信する必要があるチャンネルのサブキャリアだけを処理することで、該当するチャンネルの情報ビットストリームを得ることができる。

【0090】ところで、図17に示したチャンネル選択部は、多重化されて伝送される4チャンネル全ての信号を分離する構成としたが、いずれか1つのチャンネルの信号だけが必要である場合には、例えば図19に示すチャンネル選択部173'としても良い。即ち、端子201に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレクタ201aと遅延回路201bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部202に供給すると共に、遅延回路203により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部202に供給する。演算部202は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部202の出力は、演算部204に直接供給すると共に、遅延回路205により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部204に供給する。演算部204は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部204の演算出力を、乗算器208で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子206に供給し、端子206から後段の回路に供給する。なお、乗算器208で補正するオフセット周波数は、制御部207による制御で決定される。このように構成したことで、演算部202と演算部204での加算処理又は減算処理の制御部207による制御で、図17に示したチャンネル選択部173での各チャンネル毎の選択処理状態と同じ状態にすることができ、多重化された4チャンネルの信号の中から所望のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0091】また、例えば1伝送帯域で2チャンネルの信号が多重化されている場合（例えば64kbpsの伝送レートの信号が2チャンネル多重化されている場合）に、各チャンネルの信号を抽出するチャンネル選択部としては、例えば図20に示すチャンネル選択部173''で構成できる。即ち、端子211に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレクタ211aと遅延回路211bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部212に供給すると共に、遅延回路213により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部212に供給する。演算部212は、制御部215の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部212の演算出力を、乗算器216で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子214に供給し、端子214から後段の回路に供給する。なお、乗算器216で補正するオフセット周波数は、制御部215による制御で決定される。このように構成したことで、演算部212での加算処理

又は減算処理の制御部215による制御で、多重化された2チャンネルの信号の中からいずれか一方のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0092】なお、例えば1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsの場合に、最大伝送レートとして64kbpsまでサポートしたい端末装置において、8kbpsのような低速のレートの受信を行う場合には、その端末装置での最大伝送レート（64kbps）に対応したチャンネル選択部を備えて、64kbpsのマルチキャリア信号として処理した、周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換した後に、そのシンボルストリームから所望のチャンネルを選択するような処理を行っても良い。

【0093】また、逆に8kbpsしかサポートしないなどといった低レート専用の受信機は、図19中の演算部204と遅延回路205に相当する処理手段をシリアルに連結して同様の処理を行うことにより、チャンネル選択手段173の出力シンボル数を、端子201が有する信号線の $1/2^N$ （Nは連結した処理手段の段数）に削減することが可能となる。このチャンネル選択手段内部の段数は任意の値を選ぶことが可能で、この値は該受信機のサポートする最大伝送レートによって決定される。なお、各段における遅延量は、 $1/2^j$ （jは段数を示す）とする。

【0094】なお、この実施の形態では、セルラ方式の無線電話システムの例であるとしたが、このように多重伝送される信号から所望のチャンネルを選択して受信する受信機は、マルチキャリア信号で複数のチャンネルの放送信号が多重伝送されるDAB（デジタルオーディオ放送：Digital Audio Broadcasting）等の他のシステム用の受信機にも適用できる。この受信機に適用することで、受信機が備えるフーリエ変換手段として、1チャンネルのサブキャリアだけを交換処理する能力のものを備えるだけで良く、従来のように1伝送帯域のサブキャリアを全て交換処理する能力のものを備える場合に比べて、受信機の構成を簡単にすることができる。

【0095】次に、本発明の第6の実施の形態を、図21～図24を参照して説明する。本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、1伝送帯域で複数のチャンネルを多重伝送する場合に、その多重化される任意の1チャンネルをパイロットチャンネルとしたものである。

【0096】図21は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1～チャンネルN（Nは任意の整数）のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子221a～221nに得られると共に、端子221pにパイロットチャンネルのビットストリームが得られるものとする。なお、ここではパイロットチャンネルのデータとして、予め決められた既知信号を端子221pに供給する。また、この既知信号の他に、何

らかの制御データ（例えば基地局を認識するためのIDなど）を送送するようにしても良い。また、ここではパイロットチャンネル以外のチャンネル（チャンネル1～チャンネルN）をトラフィックチャンネルと称する。

【0097】端子221a～221nに得られる各トラフィックチャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部222a～222nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部222a～222nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部223a～223nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、端子221pに得られるパイロットチャンネルのビットストリームは、ここではシンボルマッピング部223pに直接供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0098】各チャンネル毎のシンボルマッピング部223a～223n、223pで生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）224に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。この混合回路224での混合処理構成は、例えば第2の実施の形態において、図6で説明した混合回路124と同様の処理構成とすることができる。混合回路224で混合された送信シンボルは、マルチキャリア処理部225でスクランブル処理、逆フーリエ変換処理、窓かけ処理などの周波数軸上に配置されたサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号とする処理を行って、生成されたマルチキャリア信号を、送信処理部226に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ227から無線送信する。

【0099】図23は、このようにパイロットチャンネルを含むチャンネル構成とした場合の、1伝送帯域での多重状態の例を示したものである。ここでは、チャンネル1～3の3チャンネルのトラフィックチャンネルと、1つのパイロットチャンネルを多重化した例としてあり、各チャンネルのサブキャリアが順に配置してある。

【0100】次に、このように送信される信号を受信する構成を、図22に示す。アンテナ231が接続された受信処理部232では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bに供給する。第1のチャンネル選択部233aでは、受信するトラフィックチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。第2のチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。各チャンネル選択部233a、233bで選択されたサブキャリアは、それぞれ別にマルチキャリア処理部234a、234bに供給し、

フーリエ変換処理などで周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換する処理を行う。マルチキャリア処理部234aで得られた所定のトラフィックチャンネルのシンボルストリームは、チャンネルイコライザ235に供給する。

【0101】このイコライザ235では、パイロットチャンネルで受信した既知信号の状態に基づいて伝送路状態を推定し、その推定した伝送路状態に基づいて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行い、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う。検波されたシンボルは、ビット抽出部236に供給して符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部237に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子238に得る。また、パイロットチャンネルで受信されたデータは、図示しない端末装置の制御部に供給して、そのデータに基づいた制御処理を行う。

【0102】第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bは、例えば図24に示すように構成する。即ち、第1のチャンネル選択部233aでは、前段の回路から端子241に得られる信号に、セレクトア241aと遅延回路241bを使用したシンボル繰返し処理を施した後に、演算部242に供給すると共に、遅延回路243により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部242に供給する。演算部242は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部242の出力は、演算部244に直接供給すると共に、遅延回路245により1変調時間の $1/4$ ($=1/2^2$)の時間遅延させた信号を演算部244に供給する。演算部244は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部244の演算出力を、乗算器248で制御部247から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子246から後段の回路に供給する。

【0103】また、第2のチャンネル選択部233bでは、前段の回路から端子251に得られる信号に、セレクトア251aと遅延回路251bを使用したシンボル繰返し処理を施した後に、演算部252に供給すると共に、遅延回路253により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部252に供給する。演算部252は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部252の出力は、演算部254に直接供給すると共に、遅延回路255により1変調時間の $1/4$ ($=1/2^2$)の時間遅延させた信号を演算部254に供給する。演算部254は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部254の演算出力を、乗算器257で

制御部247から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子256から後段の回路に供給する。このように構成したことで、制御部247の制御に基づいて、第1のチャンネル選択部233aでは、所望のトラフィックチャンネルのサブキャリアを抽出できると共に、他のにチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを抽出することができる。

【0104】このように構成したことで、パイロットチャンネルで伝送される既知信号（パイロット信号）に基づいて伝送路推定を行うことが可能になり、同期検波で送受信を行うことが可能となる。これにより差動変調を行ったときに比べて良好な伝送特性を得ることができる。また、同一の基地局から送信されているチャンネルに関しては、基本的には互いに直交性が保たれていることから干渉元とはならず、他の基地局から送信されている信号のみが干渉として影響する。このような場合、パイロット信号が各基地局から送信されているので、これを用いてアダプティブアレーアンテナ等を適用することによって、干渉をキャンセルすることも可能である。なお、この実施の形態の場合にも、4チャンネルを多重化する例を説明したが、他の実施の形態で説明した例と同様に、基本となる多重度を 2^N として種々の多重通信を行う構成とすることができる。

【0105】なお、ここまで説明した各実施の形態では、1変調単位内での処理を説明したが、実際にはこの処理が時間軸上で繰り返し実行されることになる。そこで、1変調時間単位で、論理チャンネルと物理チャンネルの対応を変化させることで、低伝送レートのチャンネルにおいても、システム帯域の全ての周波数を使用して通信を行うことが可能になる。図25は、この場合の一例を示したもので、タイムスロットTS1、TS2、TS3……と、1タイムスロット毎に論理チャンネルCH1～CH4のサブキャリアの配列を変化させてある。ここでは4タイムスロットを1周期とした周期的な変化である。この論理チャンネルと物理チャンネルとの対応は、既存の周波数ホッピングシステムにおけるホッピングパターンを用いれば良い。

【0106】また、上述した各実施の形態では、1つの伝送帯域内での処理だけを説明したが、複数の伝送帯域が用意されている場合には、周波数帯域を入れ替える周波数ホッピングと称される処理を行うようにしても良い。図26は、この場合の一例を示したもので、ここでは6つの伝送帯域F1～F6（1つの伝送帯域が各実施の形態での1伝送帯域に相当）が用意されている場合、例えば通信時間Taでは周波数が低い方から帯域F1、F2、F3、F4、F5、F6の配列とし、以下通信時間Tb、Tc、Tdと所定時間単位毎に帯域の配列を変化させる。この場合にも周期的に変化させる。このように周波数ホッピングさせることで、より大きな周波数ダ

イバーシティ効果を得ることができる。また、図25に示した各帯域内でサブキャリアの配列を変える処理と、図26に示した帯域毎の周波数ホッピング処理とを併用するようにしても良い。

【0107】また、上述した各実施の形態では、マルチキャリア信号により伝送を行う際の変復調処理の詳細については説明しなかったが、各実施の形態で説明したように、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割り当てる際には、そのチャンネルに割り当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ちそのチャンネルに割り当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理は、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0108】このように処理することで、例えば端末装置が高速で移動中である場合、この処理を行わない場合には、シンボル間でフェージングの相関が低くなり特性が劣化する可能性があるが、本例の処理を行うことで、シンボル間の相関が高くなり、同期検波に比べて簡単な処理で実行できる差動復調で、良好な受信が可能になり、端末装置側の移動速度に依存しない良好な伝送ができる。

【0109】また、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割り当てる際に、各サブキャリアが同一チャンネルに割り当てられているか否かに関係なく、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ち隣接するサブキャリアどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理についても、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0110】なお、ここで説明したそれぞれの差動変調処理及び差動復調処理は、サブキャリア数が各実施の形態で説明した2のN乗でない場合にも適用できるものである。

【0111】また、上述した各実施の形態では、主として無線電話システムやDAB（デジタルオーディオ放送）に適用した例について説明したが、同様のマルチキャリア信号により多重伝送される他の各種伝送システムにも適用できることは勿論である。また、各実施の形態で示した伝送レート、周波数間隔、多重数などの値は、一例として示したものであり、他の値が適用できることは勿論である。

【0112】

【発明の効果】請求項1に記載した通信方法によると、

各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されているので、送信側で多重化された送信信号を形成する処理が簡単に行えたと共に、それぞれのチャンネルの信号だけを抽出して受信処理することが容易に行え、受信側の構成を簡単にすることができる。また、無線通信に適用した場合には、広いサブキャリア間隔で広帯域通信を行うことから、周波数ダイバーシティ効果を得ることも可能となる。

【0113】請求項2に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を変数設定したことで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0114】請求項3に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行うことで、伝送信号の等化処理を容易かつ良好に行うことができる。

【0115】請求項4に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせることで、多重化された信号が効率良く拡散されて伝送され、良好な伝送状態を確保できる。

【0116】請求項5に記載した通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0117】請求項6に記載した通信方法によると、請求項5に記載した発明において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行うことで、周波数軸上のサブキャリアの配列に基づいた処理によっても、伝送処理が可能になる。

【0118】請求項7に記載した送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信され、各チャンネルの送信シンボルを一定の処理で配置でき、簡単な処理で容易に多重化できる送信信号を

形成できる。

【0119】請求項8に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を変数設定することで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0120】請求項9に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、複数のチャンネルを一括して送信処理を行うことで、複数のチャンネルの送信処理が簡単な構成で一括して行える。

【0121】請求項10に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行うことで、目的とする周波数で送信する処理を簡単な構成で良好に行える。

【0122】請求項11に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理することで、パイロットチャンネルで送信される既知信号に基づいて伝送制御が良好に行える。

【0123】請求項12に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数/干渉ダイバーシティ効果が得られ、より良好に伝送されるようになる。

【0124】請求項13に記載した受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信でき、所定の周波数間隔の送信シンボルを抽出して受信処理すれば、所望の受信チャンネルの信号を得ることができ、多重化されて伝送される信号から所望のチャンネルの信号を容易に得ることができる。

【0125】請求項14に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードすることで、必要とするシンボルだけの受信処理が効率良く行える。

【0126】請求項15に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信信号の帯域幅に

より決定されるサンプルレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプルレートとし、この必要最小限のサンプルレートのシンボル数の受信データを受信処理することで、必要なサンプルレートのシンボル数の受信データを効率良く得ることができる。

【0127】請求項16に記載した受信機によると、請求項15に記載した発明において、受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出することで、低いビットレートでの通信時のデータ処理量を減らすことができる。

【0128】請求項17に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行うことで、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を、パイロットチャンネルの受信信号に基づいて良好に行うことができ、良好な受信処理ができる。

【0129】請求項18に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数ホッピングされた伝送信号の受信処理を適正に行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態によるヌルシンボルの挿入及び抽出状態の例を示す説明図である。

【図3】本発明の第1の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態による処理をTDM方式に適用した例を示す説明図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態による混合回路の例を示す構成図である。

【図7】本発明の第2の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図8】本発明の第3の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の第3の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図10】本発明の第4の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図11】本発明の第4の実施の形態による内部チャンネル選択部の構成例を示すブロック図である。

【図12】本発明の第4の実施の形態によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図13】本発明の第4の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図14】本発明の第4の実施の形態による分離回路の例を示す構成図である。

【図15】本発明の第4の実施の形態による分離状態の例を示す説明図である。

【図16】本発明の第5の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図17】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図18】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部での処理例を示す説明図である。

【図19】チャンネル選択部の他の例を示す構成図である。

【図20】チャンネル選択部の更に他の例を示す構成図である。

【図21】本発明の第6の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図22】本発明の第6の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図23】本発明の第6の実施の形態による送信シンボルの配置例を示す説明図である。

【図24】本発明の第6の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図25】本発明の各実施の形態での他の処理によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図26】本発明の各実施の形態に適用される周波数ホッピング処理を示す説明図である。

【図27】従来のDS-SS方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図28】従来のDC-SS方式の受信処理例を示すブロック図である。

【図29】従来のTDM方式における多重化例を示す説明図である。

【図30】従来のOFDM方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図31】従来のOFDM方式の受信処理例を示すブロック図である。

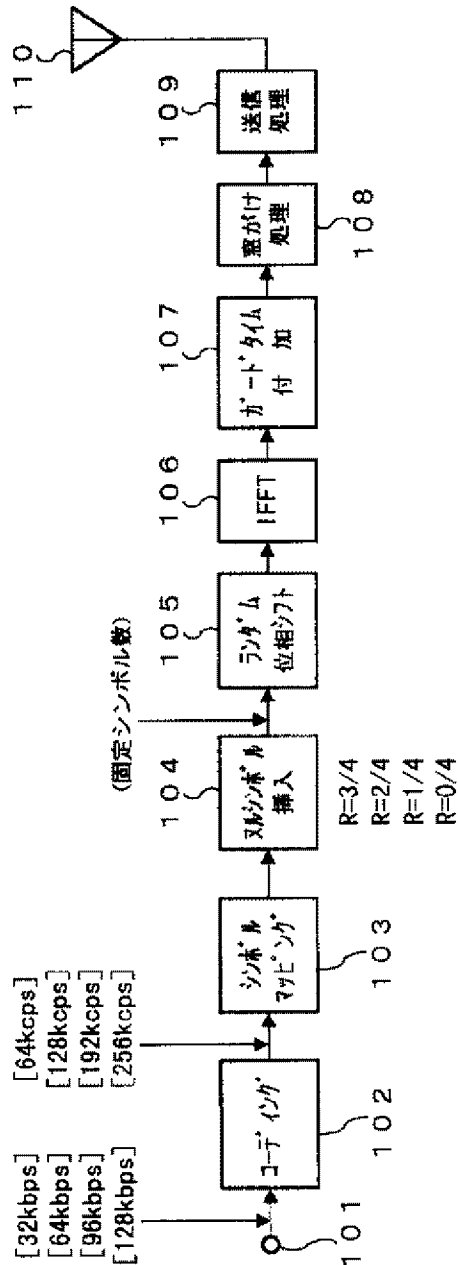
【符号の説明】

103, 123a~123n, 133a~133d, 143a~143n, 223a~223n, 223p...シンボルマッピング処理部、104...ヌルシンボル挿入部、105, 125, 144a~144n...ランダム位相シフト部、106, 126, 145a~145n...逆

フーリエ変換処理部 (IFFT処理部)、107、127…ガードタイム付加部、108、128…窓がけ処理部、109、129、147a~147n、226…送信処理部、112、162、172、232…受信処理部、113、163…窓がけ処理部、114、164…フーリエ変換処理部 (FFT処理部)、115…デスクランブル部、116…シンボル選択部、117、167

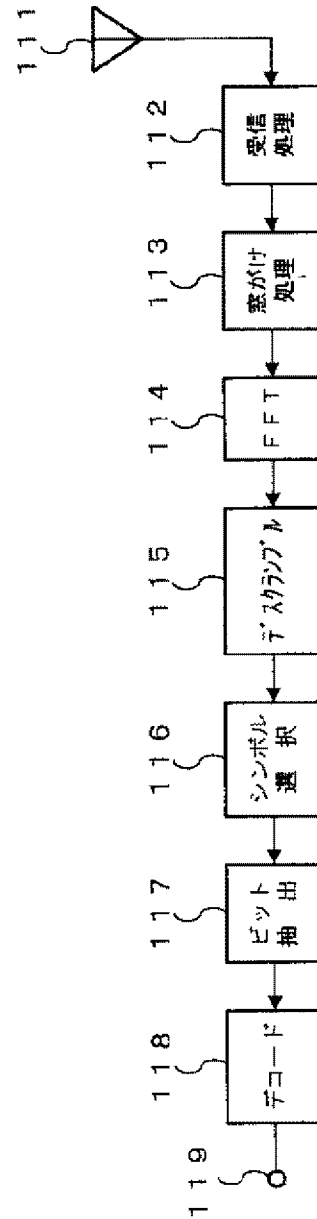
a~167n、175、236…ビット抽出部、124、134、224…混合回路、146a~146n、173、173'、173"、223a、223b…チャンネル選択部、165…ランダム位相シフト部、166…分離回路、174、225、234a、234b…マルチキャリア処理部、235…チャンネルイコライザ

【図1】



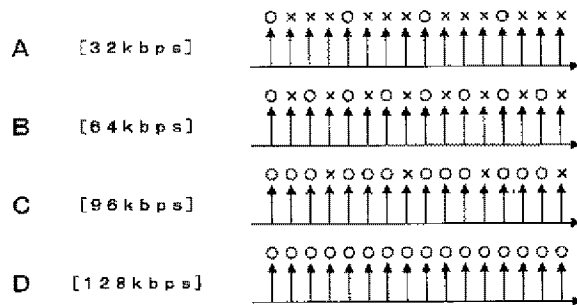
第1の実施の形態による送信構成

【図3】

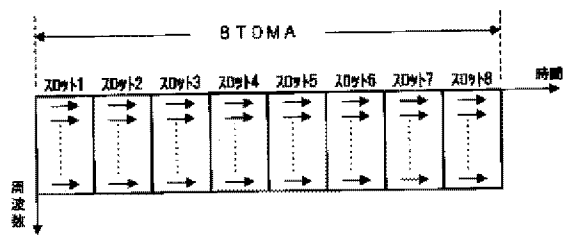


第1の実施の形態による受信構成

【図2】



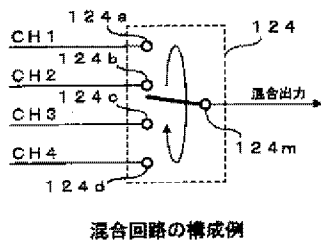
【図4】



TDMA方式を適用した例

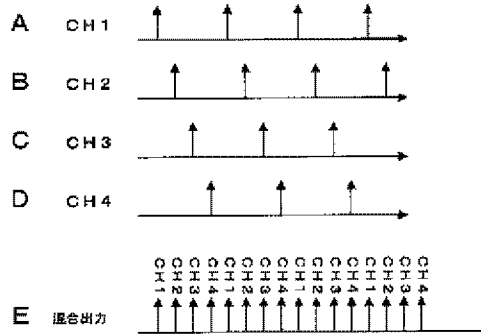
送信時のヌルシンボルの挿入及び受信時の抽出シンボル

【図6】



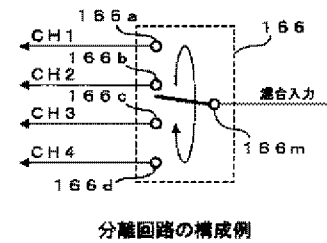
混合回路の構成例

【図7】



混合状態の例

【図14】

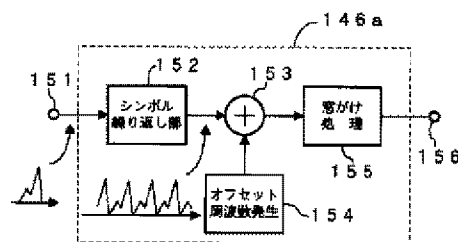


分離回路の構成例

【図9】

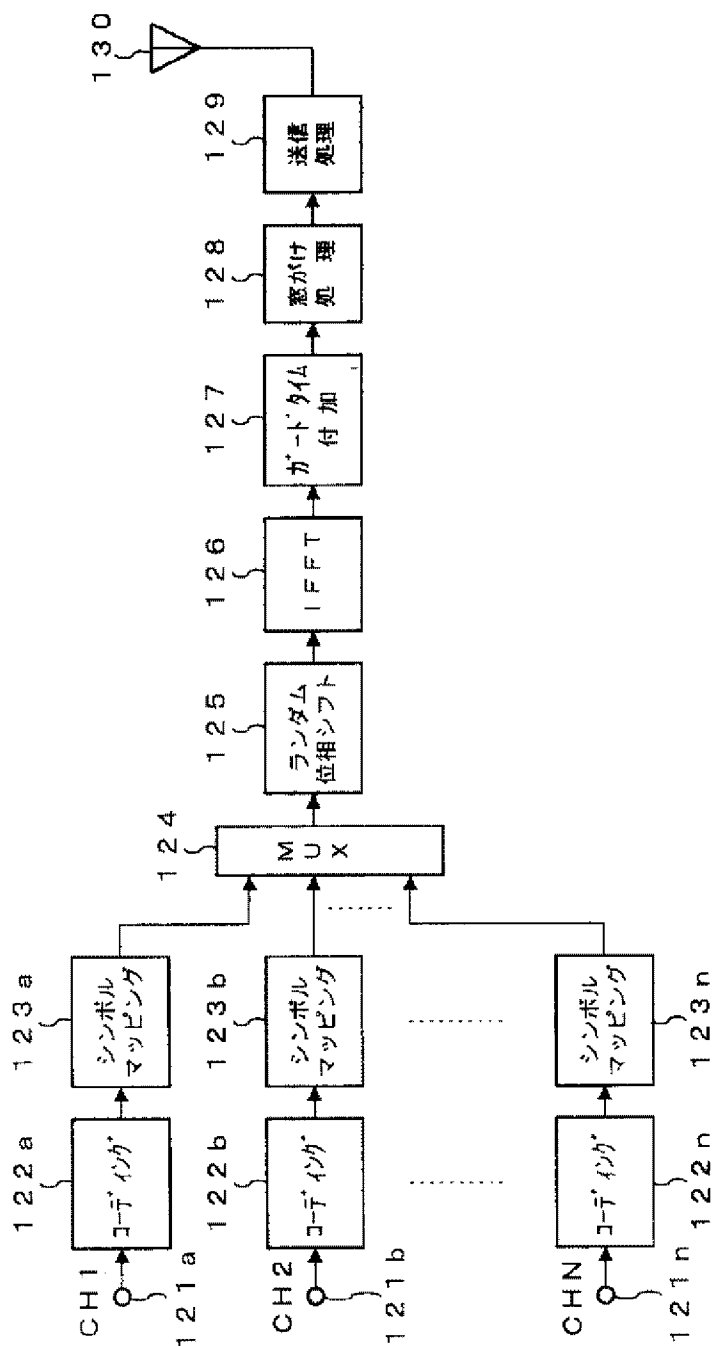


【図11】



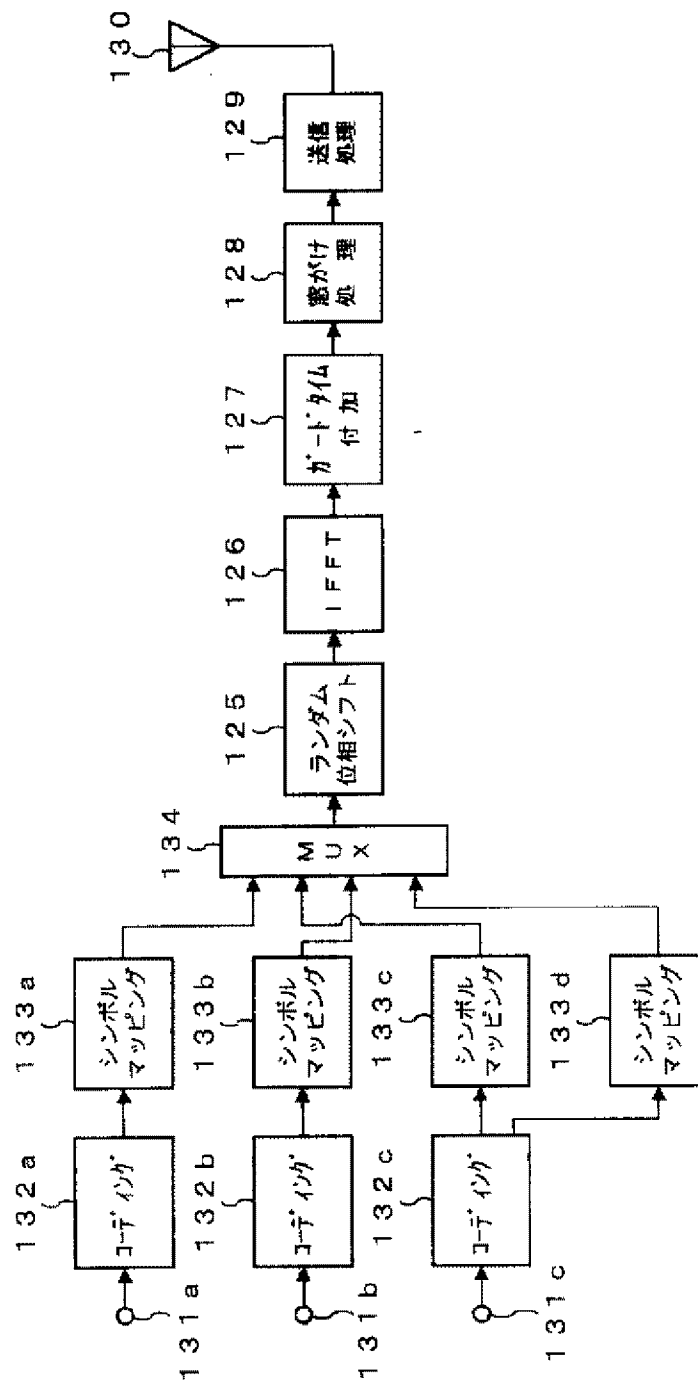
内部チャンネル選択部の構成例

【図5】



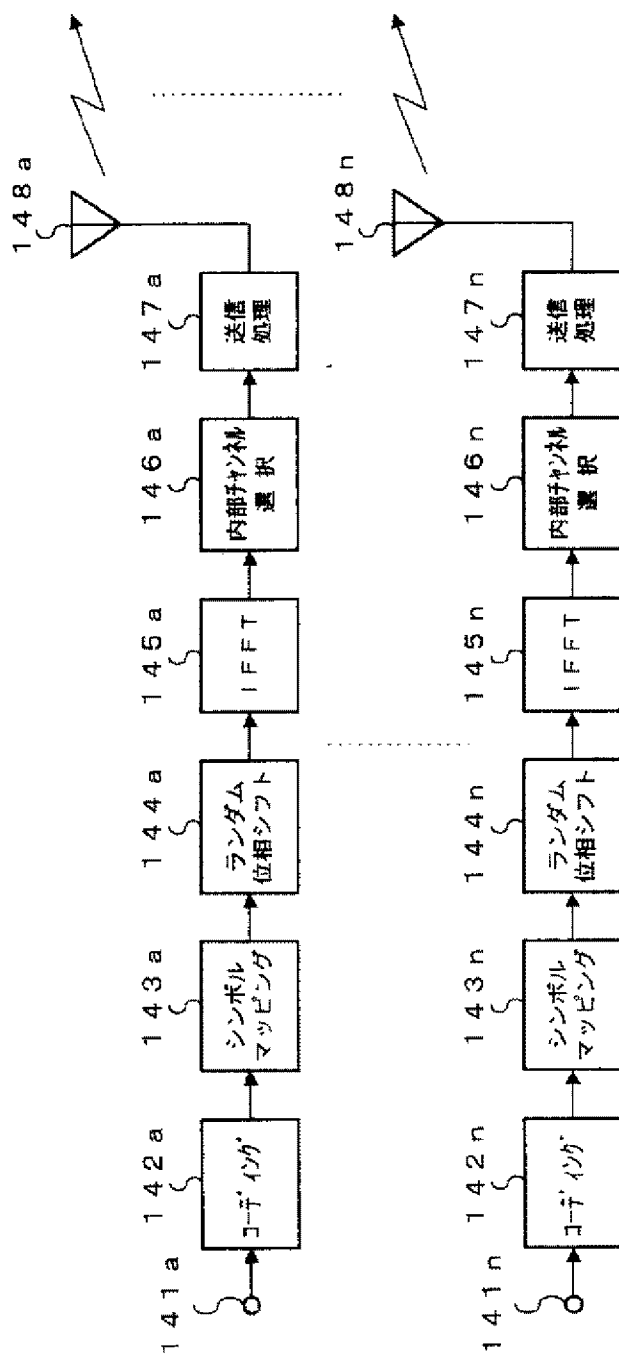
第2の実施の形態による送信構成

【図8】



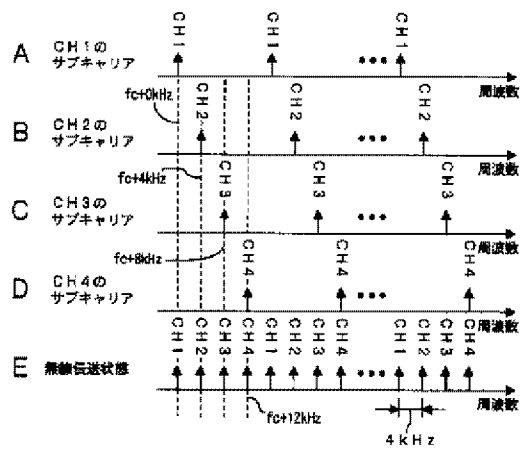
第3の実施の形態による送信構成

【図10】



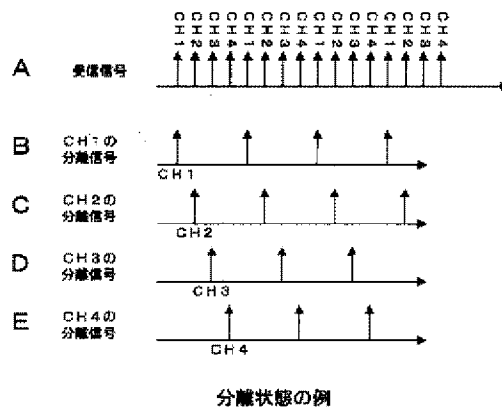
第4の実施の形態による送信構成

【図12】



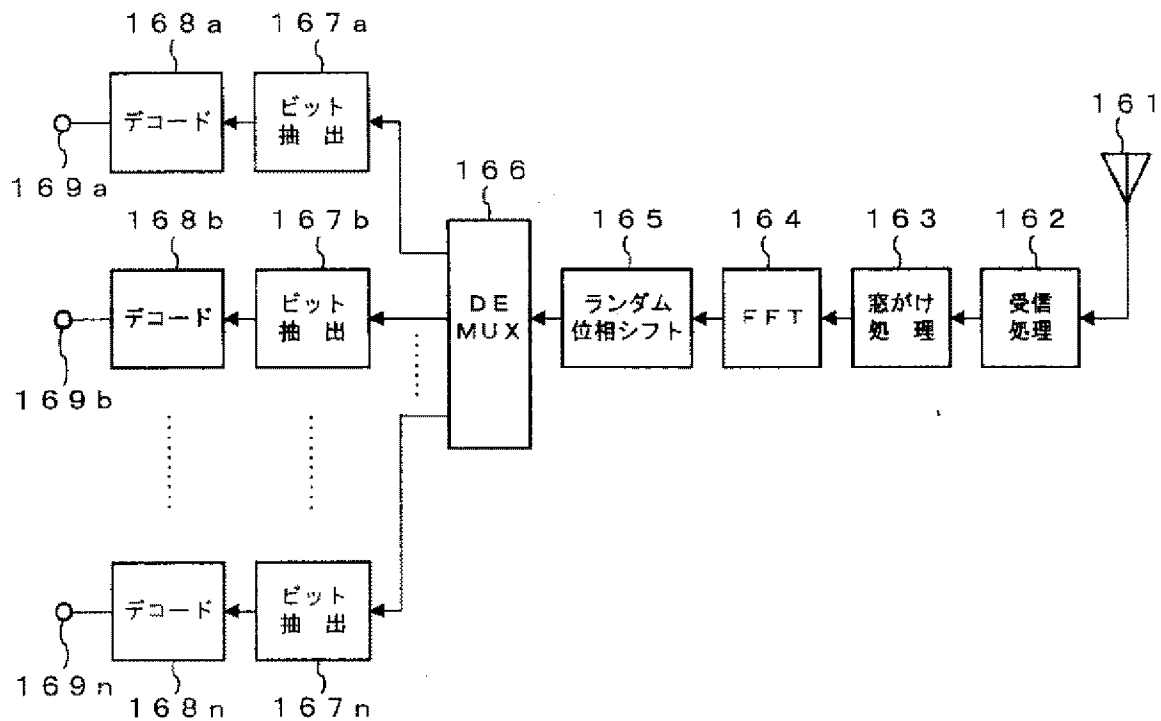
各チャンネルのサブキャリア配置例

【図15】



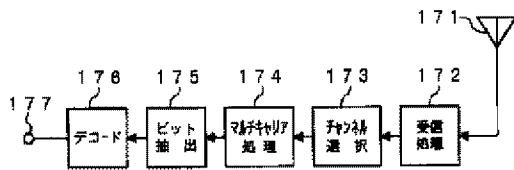
分離状態の例

【図13】



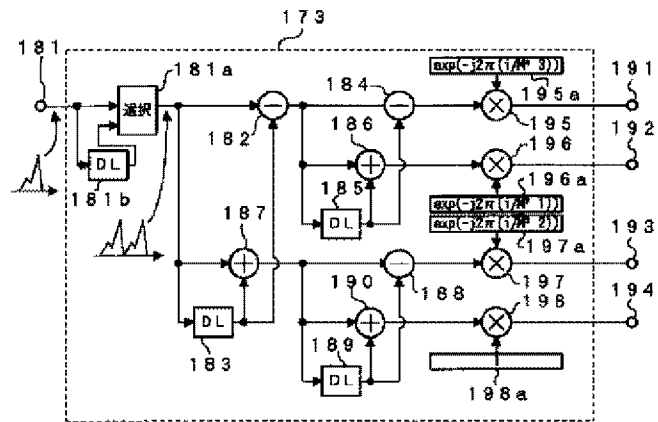
第4の実施の形態による受信構成

【図16】



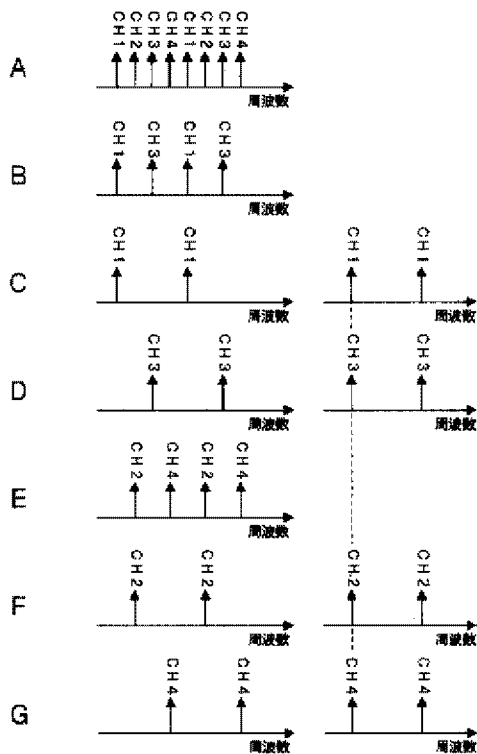
第5の実施の形態による受信構成

【図17】



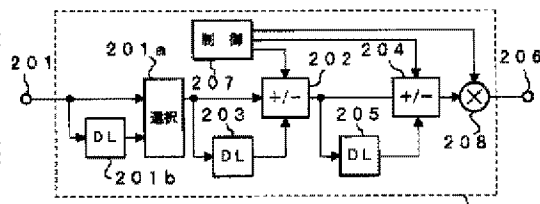
チャンネル選択部の構成例

【図18】



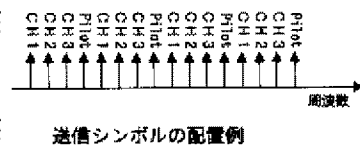
チャンネル選択部での処理例

【図19】



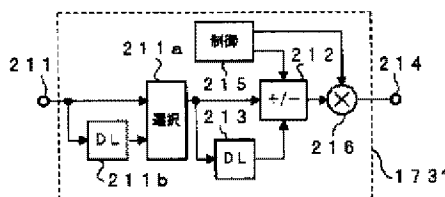
チャンネル選択部の他の例

【図23】



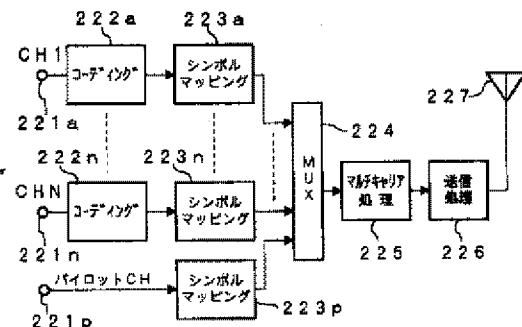
送信シンボルの配置例

【図20】



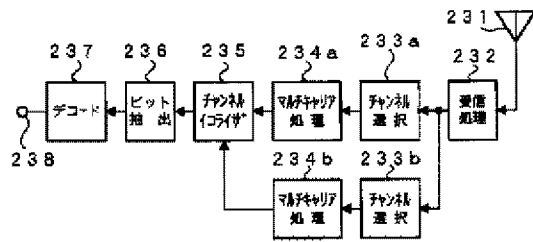
チャンネル選択部の他の例

【図21】



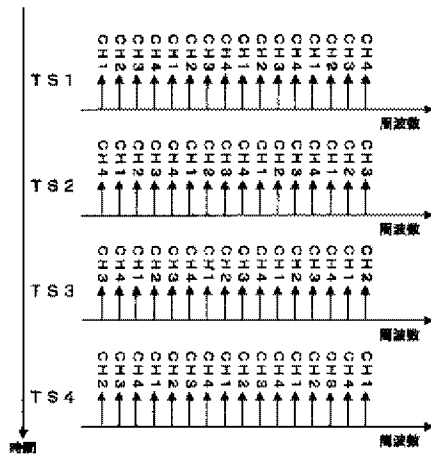
第6の実施の形態の送信構成

【図22】



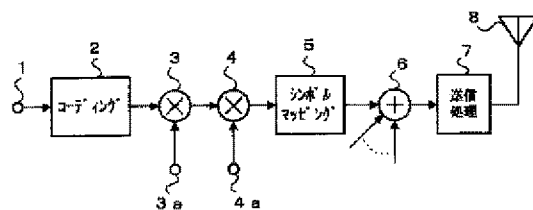
第6の実施の形態の受信構成

【図25】



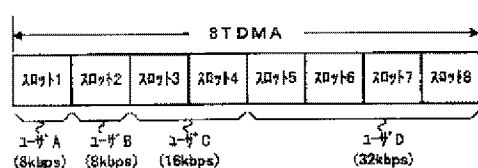
時間軸におけるチャンネルの並びの変化

【図27】



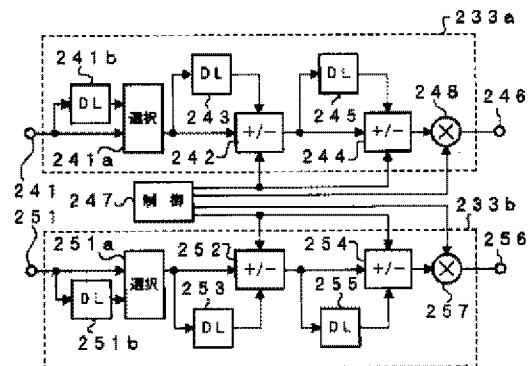
従来のDS-SS-CDMA方式の送信処理例

【図29】



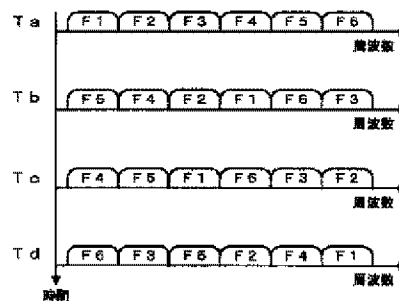
TDM方式における多重化例

【図24】



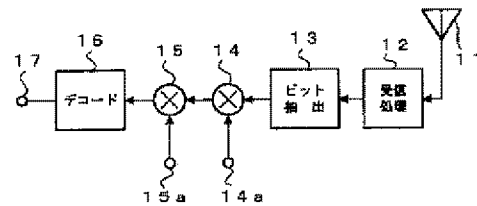
チャンネル選択部の構成例

【図26】



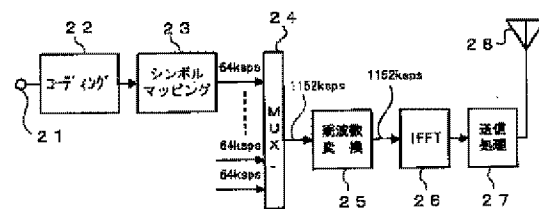
周波数ホッピングを伴う場合

【図28】



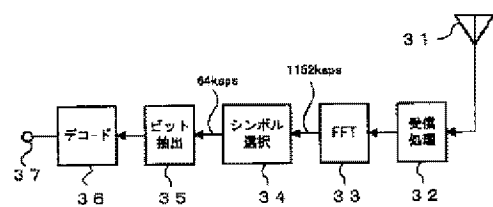
従来のDS-SS-CDMA方式の受信処理例

【図30】



従来のOFDM方式の送信処理例

【図31】



従来のOFDM方式の受信処理例

JP2001086045A IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY

Bibliography

DWPI Title

Downlink transmit diversity e.g. for CDMA/TDMA wireless communications, in which transit diversity is improved by using both coding and carrier frequency orthogonality

Original Title

IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY

Assignee/Applicant

Standardized: **LUCENT TECHNOLOGIES INC**

Original: LUCENT TECHNOL INC

Inventor

LI QUINN; NAREPIRI S RAMESHU

Publication Date (Kind Code)

2001-03-30 (A)

Application Number / Date

JP2000239398A / 2000-08-08

Priority Number / Date / Country

US1999375598A / 1999-08-17 / US

JP2000239398A / 2000-08-08 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the transmitting diversity of wireless communication by using the orthogonality of both encoding and carrier frequency.

SOLUTION: A demultiplexer 84 divides the input data received from an interleaver 82 into parallel channel paths of six pieces of output 86, 88, 90, 92, 94 and 96 and sends them to multipliers 98, 100, 102, 104, 106 and 108 respectively. The multipliers 89, 102 and 106 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn1, and the multipliers 100, 104 and 108 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn2 that is orthogonal to the code Wn1. The output 110, 112 and 114 and 116, 118 and 120 are sent to the multipliers 130, 132, 134, 136, 138 and 140 respectively as orthogonal data. The signal paths are encoded by a pseudo random code that is used for the CDMA communication and sent to the RF sections 154-164, and the carriers of frequency f1, f2 and f3 are modulated by the orthogonal pairs of data respectively. Then the in-phase data are added together by adders 180 and 184 and transmitted with diversity via antennas 182 and 186.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャンネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャンネルのうちの少なくとも2個を含む第1通信チャンネル群内のチャンネル間に、第1のタイプの直交性を与えるステップと、

前記第1通信チャンネル群と、前記少なくとも3個の並列通信チャンネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャンネルを含む第2通信チャンネル群との間に、第2のタイプの直交性を与えるステップとを有することを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項2】 前記第2通信チャンネル群内のチャンネル間に前記第1のタイプの直交性を与えるステップをさらに有することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 前記第2のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項7】 前記第1のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項9】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャンネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャンネルのそれぞれを符号化するステップと、

第1キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャンネルのうちの少なくとも2個の通信チャンネルを送信するステップと、

第2キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャンネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャンネルを送信するステップとを有する、送信ダイバーシチの改善方法において、

前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャンネルは相異なる直交符号を用いて符号化されることを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項10】 前記直交符号はウォルシュ符号であることを特徴とする請求項9に記載の方法。

【請求項11】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャンネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャンネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

$$W_n = 1, 1, -1, -1 \quad (3)$$

【請求項12】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャンネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャンネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号とは異なる符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス通信に関し、特に、送信ダイバーシチを提供する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】送信および受信ダイバーシチはいずれもチャンネルフェージングに対処するために使用される。受信機の場合、ダイバーシチは、一度に一方のアンテナのみがフェージング信号を受けるように十分な距離だけ間隔を置いた2つのアンテナを使用することによって提供される。同様に、送信ダイバーシチは、すべてのアンテナからの信号が受信機で同時にフェージングを受ける可能性が小さくなるように、十分な距離だけ離れた複数のアンテナを使用して提供される。

【0003】図1に、送信ダイバーシチを提供する従来のCDMA（符号分割多元接続）送信機を示す。符号器10は、送信すべきデータを受け取り、誤り訂正・検出符号化のような符号化を加える。次に、データはインタリーバ12に送られる。インタリーバ12は、連続するビットの損失が、それらのビットが受信機で並べ替えられるときに時間的に拡散するように、データを並べ替える。インタリーバ12の出力は、デマルチプレクサ（DEMUX）14に送られる。デマルチプレクサ14は、データを2つの並列パスに分割し、これらは乗算器16および18に送られる。乗算器16および18は、ウォルシュ符号 W_{n1} および W_{n2} のような直交符号を用いてデータを符号化する。注意すべき点であるが、デマルチプレクサ14を通ることにより、データレートは半分に減少している。また、1つのCDMAチャンネルは通常、ウォルシュ符号 W_n のような単一のウォルシュ符号を使用することにも注意すべきである。データレートが半分に減少しているため、ウォルシュ符号 W_n は、2つの長い直交ウォルシュ符号 W_{n1} および W_{n2} に分けることが可能である。式1および2は、長いウォルシュ符号 W_{n1} および W_{n2} と短いウォルシュ符号 W_n の間の関係を例示する。

$$W_{n1} = [W_n, W_n] \quad (1)$$

$$W_{n2} = [W_n, -W_n] \quad (2)$$

【0005】単一のウォルシュ符号から2つの長いウォルシュ符号を生成する例を、式3、4および5に示す。

【0006】

$$W_{n1}=1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1 \quad (4)$$

$$W_{n2}=1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1 \quad (5)$$

【0007】式3は、単純な4ビットウォルシュ符号を例示し、式4および5はそれぞれ、長いウォルシュ符号 W_{n1} および W_{n2} を例示する。理解されるように、ウォルシュ符号 W_{n1} は、ウォルシュ符号 W_n を単に2個繰り返したものであり、ウォルシュ符号 W_{n2} は、ウォルシュ符号 W_n の後に、ウォルシュ符号 W_n の-1倍を続けたものである。

【0008】図1に戻って、乗算器20および22が各データバスに擬似ランダム符号をかけた後、データはRFセクション24および26に送られる。RFセクションは、キャリア周波数 f_1 を有するキャリア信号を符号化データで変調し、アンテナ28および30による送信の前に十分な増幅を行うというような機能を実行する。注意すべき点であるが、図1のシステムは、2つのアンテナを通じて同じ周波数で送信を行う2つのバスにデータを分けることによって送信ダイバーシチを提供しているが、データを符号化するために異なるウォルシュ符号を使用することにより2つのバスは直交関係を維持している。

【0009】図2に、送信ダイバーシチを提供する第2のCDMA送信機を示す。図1と同様に、データは、デマルチプレクサに送られる前に、符号器10およびインタリバー12によって処理される。デマルチプレクサ40は、データを3つの並列バスに分割し、これらは乗算器42、44および46に送られる。各乗算器は、ウォルシュ符号 W_n を用いてデータを符号化する。乗算器42、44および46からのデータはそれぞれ、乗算器48、50および52に送られ、そこでデータはさらに擬似ランダム符号で符号化される。乗算器48からのデータはRFセクション54に送られる。RFセクション54は、周波数 f_1 を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器50からのデータはRFセクション56に送られる。RFセクション56は、周波数 f_2 を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器52からのデータはRFセクション58に送られる。RFセクション58は、周波数 f_3 を有するキャリア上にデータを変調する。これらのRFセクションの出力は、アンテナ60、62および64に送られる。この場合、3つのアンテナを用いて送信ダイバーシチが提供され、相異なるキャリア周波数の使用により、3つのチャネルの直交性が提供される。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機を実現する。

【0011】

【課題を解決するための手段】送信ダイバーシチは、符号化およびキャリア周波数の両方の直交性を使用するこ

とにより改善される。送信されるべきデータは、4個の並列チャネルに分けられる。そのうちの2個のチャネルは第1キャリア信号で送信され、残りの2個のチャネルは第2キャリア信号で送信される。同じキャリア信号で送信されるチャネルには、受信機で分離されるように、直交符号が与えられる。相異なるキャリア信号で送信されるチャネルは、同一の直交符号で符号化されることが可能である。変調されたキャリア信号は、各キャリアごとに1つのアンテナを用いて、少なくとも2個のアンテナを用いて送信される。注意すべき点であるが、各アンテナで両方のキャリアを送信することも可能である。

【0012】

【発明の実施の形態】図3に、複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機を示す。符号器80は、データを受け取り、インタリバー82に送る。符号器80およびインタリバー82は、従来技術の符号器10およびインタリバー12と同様である。デマルチプレクサ84は、インタリバー82からのデータを、時間的に揃った（時間整列した）6個の並列チャネルバスに分ける。デマルチプレクサ84は、信号バスを時間整列するスイッチおよびバッファを用いて製造することが可能である。また、時間整列（タイムアライメント）バッファなしでデマルチプレクサ84を製造することも可能である。しかし、この場合、信号バスは時間整列しないことになる。デマルチプレクサ84の出力86、88、90、92、94および96はそれぞれ、乗算器98、100、102、104、106および108に送られる。乗算器98～108は、ウォルシュ符号のような直交符号を用いてデータを符号化するために使用される。乗算器98、102および106は、ウォルシュ符号 W_{n1} を用いてデータを符号化し、乗算器100、104および108は、ウォルシュ符号 W_{n2} を用いてデータを符号化する。ウォルシュ符号 W_{n1} と W_{n2} は互いに直交する。これにより、乗算器出力110、112および114は同じウォルシュ符号で符号化され、異なるウォルシュ符号で符号化された出力116、118および120に直交することになる。出力110～120は、乗算器130、132、134、136、138および140に送られ、これらの乗算器は、各信号バスを、CDMA送信機により使用される擬似ランダム符号で符号化する。擬似ランダム符号で符号化された後、乗算器出力142、144、146、148、150および152はそれぞれ、RFセクション154、156、148、160、162および164に送られる。RFセクション154および156はそれぞれ、周波数 f_1 を有するキャリアを乗算器出力142および144で変調する。RFセクション158および160はそれぞれ、周波数 f_2 を有するキャリアを乗算器出力146および148で変調する。

る。RFセクション162および164はそれぞれ、周波数 f_3 を有するキャリアを乗算器出力150および152で変調する。RFセクション154、158および162の出力は、アンテナ182を通じて送信するために加算器180に送られる。RFセクション156、160および164の出力は、アンテナ186を通じて送信するために加算器184に送られる。

【0013】注意すべき点であるが、RFセクションの出力は、2つの異なるアンテナを通じて送信される単一の和を形成するように使用されることも可能であり、また、各RFセクションの出力が、異なるアンテナを通じて送信されることも可能である。また、各アンテナが相異なるキャリア周波数の信号を送信するために使用されるように、3個のアンテナを使用することも可能である。

【0014】注意すべき点であるが、図3のシステムは、2つのタイプの直交性を含む。相異なるキャリア周波数が第1のタイプの直交性を提供し、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには、相異なる直交符号が第2のタイプの直交性を提供する。注意すべき点であるが、ウォルシュ符号以外の直交符号も使用可能である。また、注意すべき点であるが、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには相異なる直交符号を使用すべきである。しかし、信号が1つのキャリア周波数を共有しないときには、それらのチャンネルに、同じ直交符号を使用することも、相異なる直交符号を使用することも可能である。

【0015】注意すべき点であるが、相異なるキャリア周波数を使用するチャンネルが直交符号を再使用しない場合、2つのレベルの直交性が提供される。例えば、キャリア周波数 f_1 上の2つのチャンネルはウォルシュ符号 W_{1n} および W_{2n} を使用し、キャリア周波数 f_2 上の2つのチャンネルはウォルシュ符号 W_{1m} および W_{2m} を使用する。また、例えば時間直交性（すなわち、相異なるタイムスロット）を用いて、他のタイプあるいはレベルの直交性を追加することも可能である。

【0016】図3は、時間ダイバーシチを改善するために、1つの通信チャンネルを6個の直交チャンネルに分割するシステムを例示している。注意すべき点であるが、複数のタイプの直交性を維持しながら、6個より多い、または少ない、チャンネルを使用することが可能である。例えば、相異なる直交符号を有する同じキャリアで2個のチャンネルを送信する一方、別の周波数を有するキャリアで第3のチャンネルを送信することによって、3個のチャンネルが複数のタイプの直交性を有することが可能である。この場合、最初の2個のチャンネルによって使用される直交符号のうち一方が、第3のチャンネルによって再

使用されることも可能である。

【0017】また、複数のタイプの直交性をCDMAシステム以外のワイヤレス通信システムに適用して、送信ダイバーシチを改善することも可能である。例えば、TDMA（時分割多元接続）型のシステムでは、相異なるキャリア周波数、相異なるタイムスロットあるいは相異なる符号が、通信信号を分離化することによって形成される並列チャンネルどうしの間に直交性を提供するために使用可能である。

【0018】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機が実現される。

【図面の簡単な説明】

【図1】送信ダイバーシチを有する従来のCDMA送信機の図である。

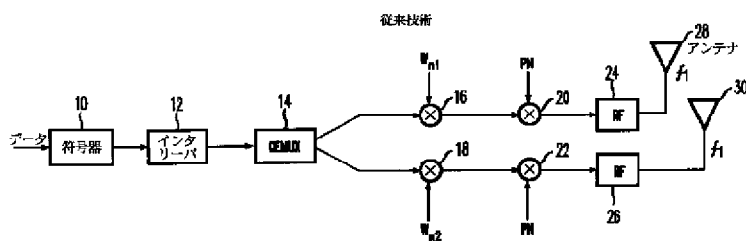
【図2】送信ダイバーシチを有するもう1つの従来のCDMA送信機の図である。

【図3】複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機の図である。

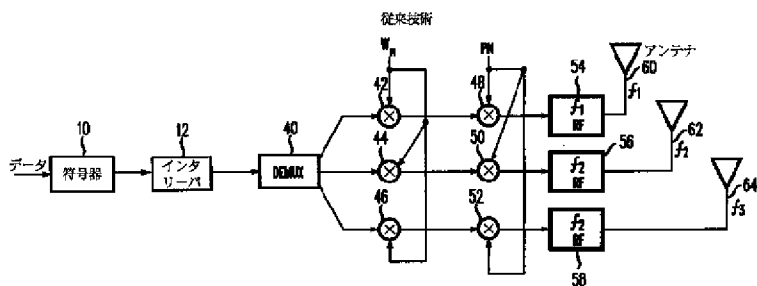
【符号の説明】

10 符号器
12 インタリーバ
14 デマルチプレクサ (DEMUX)
16~22 乗算器
24 RFセクション
26 RFセクション
28 アンテナ
30 アンテナ
40 デマルチプレクサ
42~52 乗算器
54~58 RFセクション
60~64 アンテナ
80 符号器
82 インタリーバ
84 デマルチプレクサ
86~96 出力
98~108 乗算器
110~120 乗算器出力
130~140 乗算器
142~152 乗算器出力
154~164 RFセクション
180 加算器
182 アンテナ
184 加算器
186 アンテナ

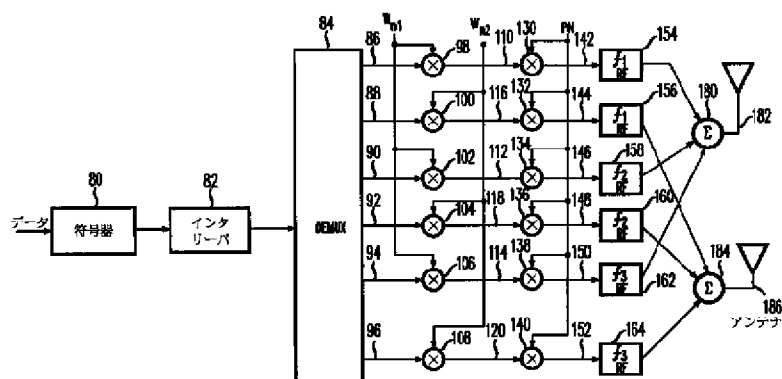
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

(51)Int. Cl. ⁷

H 0 4 B 1/707

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

テーマコード (参考)

D

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0636U. S. A.

(72)発明者 クイン リ

アメリカ合衆国、07940 ニュージャージ
ー、マディソン、ハミルトン ストリート
23

(72)発明者 ナレピリ エス. ラメシュ
アメリカ合衆国、07974 ニュージャージー
ー、ニュープロビデンス、プリムローズ
ドライブ 70

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-231074

(43)Date of publication of application : 24.08.2001

(51)Int.Cl. H04Q 7/36

(21)Application number : 2000-387260 (71)Applicant : NORTEL NETWORKS LTD

(22)Date of filing : 15.06.1994 (72)Inventor : FALK SARA MOHAMMAD

(30)Priority

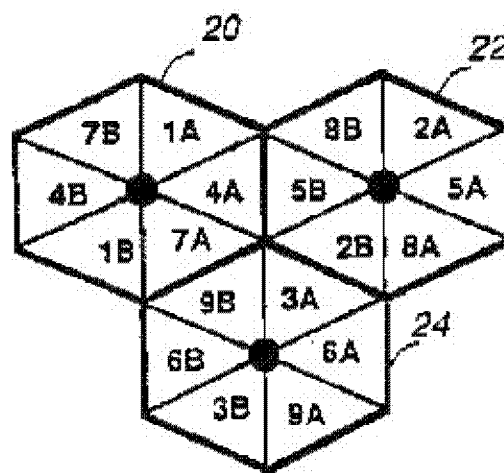
Priority number : 1993 089083 Priority date : 08.07.1993 Priority country : US

(54) BASE STATION FOR CELLULAR NETWORK

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a base station for a 60-degree sector transmission sector reception cellular network having N=3 frequency assignment where operating channel frequencies are grouped into eighteen frequency groups.

SOLUTION: A cell position for the N=3 frequency assignment for the 60-degree sector transmission sector reception(STSR) is decided by grouping operating channels into eighteen frequency groups. The frequency is assigned according to an odd/even number circulating distribution of channels, three channels are separated between sectors in each cell and eight channels are separated among cells. Thus, the sectors can sufficiently be separated and the adjacent channel C/I performance can be enhanced over the entire network. The N=3 frequency assignment method can increase the channel capacity by about 38% for the AMPS and about 114% for the TDMA-3.



JP2002064879A CODE ASSIGNING METHOD IN BACKWARD CHANNEL SYNCHRONOUS RADIO MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND RECORDING MEDIUM HAVING RECORDED CODE ASSIGNING METHOD

Bibliography

DWPI Title

Codes assignment for synchronous CDMA telecommunication system, involves spreading data frame using orthogonal code and multiplying spread data with scrambling code based on time matching information to generate encoded data

Original Title

CODE ASSIGNING METHOD IN BACKWARD CHANNEL SYNCHRONOUS RADIO MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND RECORDING MEDIUM HAVING RECORDED CODE ASSIGNING METHOD

Assignee/Applicant

Standardized: **SK TELECOM CO LTD**

Original: SK TELECOM CO LTD

Inventor

KIM DUK-KYUNG; CHO YUNSEKI; RI SOYON; KIN CHINEI

Publication Date (Kind Code)

2002-02-28 (A)

Application Number / Date

JP2001203732A / 2001-07-04

Priority Number / Date / Country

KR200038046A / 2000-07-04 / KR

JP2001203732A / 2001-07-04 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a code assigning method in a backward channel synchronous radio mobile communication system which can synchronize backward channels and a recording medium having recorded programs for realizing the same method.

SOLUTION: The code assigning method comprises a first step (S31) of receiving a time matching information of scramble codes from a base station by a mobile station, a second step (S35) of diffusing received data frames to generate diffusion data by the mobile station utilizing orthogonal codes, and a third step (S37) of multiplying the diffusion data by the scramble codes based on the time matching information of the scramble codes to generate coded data by the mobile station.

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームコード*(参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 2 2
H 0 4 J 13/04		H 0 4 J 13/00	G 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 7 頁)

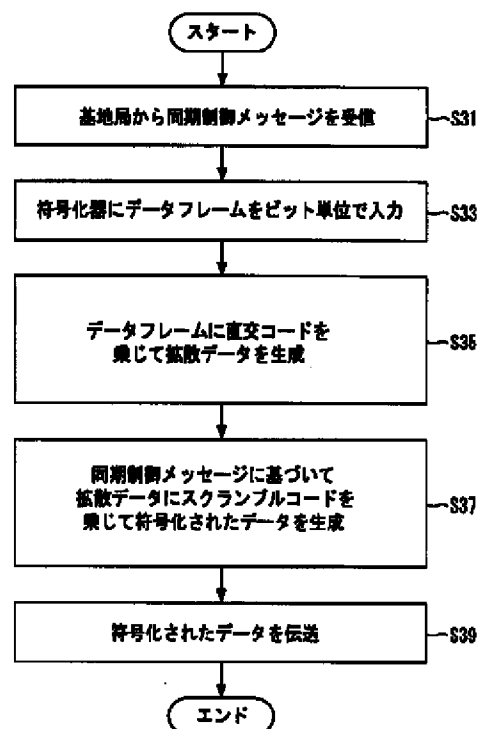
(21)出願番号	特願2001-203732(P2001-203732)	(71)出願人	596141985 エスケイ テレコム カンパニー リミテッド 大韓民国 ソウル市 ジョンロク ソリン ドン 99
(22)出願日	平成13年7月4日(2001.7.4)	(72)発明者	金 ▲徳▼ 經 大韓民国ソウル市瑞草区牛眠洞 漢拏アパ ートメント104-401
(31)優先権主張番号	2 0 0 0 - 3 8 0 4 6	(72)発明者	丁 ▲ユン▼ 碩 大韓民国城南市分唐区数内洞 パークタウ ンアパートメント140-401
(32)優先日	平成12年7月4日(2000.7.4)	(74)代理人	100065215 弁理士 三枝 英二 (外8名)
(33)優先権主張国	韓国 (K R)		最終頁に続く

(54)【発明の名称】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法およびコード割り当て方

(57)【要約】 法が記録された記録媒体

【課題】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおいて、逆方向チャネルを同期化することのできるコード割り当て方法およびその方法を実現するためのプログラムが記録された記録媒体を提供すること。

【解決手段】 本発明に係るコード割り当て方法は、移動局が基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップ(S31)と、移動局が直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて拡散データを生成する第2ステップ(S35)と、移動局が拡散データとスクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップ(S37)とを含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法において、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項2】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項3】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、前記拡散データの m 番目(m は整数)のスロットと前記スクランブルコードの n 番目(n は整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項4】 逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法において、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、前記基地局が、前記移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項5】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項6】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、拡散データの m 番目(m は整数)のスロットと前記スクランブルコードの n 番目(n は整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項7】 プロセッサを備えた移動局に、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能と

を実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【請求項8】 プロセッサを備えた基地局に、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、逆方向チャンネル同期コード分割多重接続方式の無線移動通信網におけるコード割り当て方法に関し、さらに詳細には、逆方向チャンネル同期無線通信方式で伝送された信号を直交コードに拡散した後、移動局が基地局から受信した同期制御メッセージに基づいて、スクランブルコードを乗じるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】 既存のコード分割多重接続方式の無線通信網には、順方向チャンネルと逆方向チャンネルとがある。この場合、1つの基地局内に存在する複数の移動局と基地局との間の複数の順方向チャンネルは、タイミング情報を利用して互いに同期化されている。そのために、各チャンネル間直交特性(orthogonality)の直交コードを利用して、復号(Decoding)時に、チャンネル間干渉を大幅に減少させることができる。

【0003】 しかし、移動局から基地局への逆方向チャンネルは、タイミング情報を使用していないので、同期化されない。したがって、移動局のチャンネルが増加することに伴って逆方向の干渉が増加し、その結果、逆方向の容量が制限されるようになってきた。

【0004】 したがって、逆方向の容量を増加させるためには、逆方向においても、全移動局が、チャンネル間同一時間情報を利用して、逆方向チャンネルを同期化させる必要がある。これによって、各チャンネル間直交特性を利用した直交コードでチャンネルを区分することができ、各チャンネル間干渉を最小化させることができる。この方式は、USTS(Uplink Synchronous Transmission Scheme)と呼ばれている。

【0005】 しかしながら、前記のUSTS技術における核心技术の一つであるコード割り当て方式は、対応する技

術が未だに開発されないのが実状である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、前記のような従来の技術の問題点を解決するためになされたものであって、逆方向チャネル同期無線移動通信システム（同期コード分割多重接続通信システム）において、逆方向チャネルを同期化することができるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】前記の目的を達成するため、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法は、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とする。

【0008】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法は、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とする。

【0009】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体は、プロセッサを備えた移動局に、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0010】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な別の記録媒体は、プロセッサを備えた基地局に、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づい

てスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものが、本発明に係る技術的思想を容易に実施することができるように、本発明に係る好ましい実施の形態を、添付した図面を参照しながら詳細に説明する。

【0012】はじめに、USTS技術について詳細に説明する。1つの基地局内に位置した1つの移動局が、逆方向チャネルを介して呼接続を図る場合、前記基地局のノードB(base transceiver station)は、往復遅延(round trip propagation delay)を利用して基準時間を設定し、その基準時間と呼接続を図った移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。移動局が基地局から信号を受信した場合にも同様に、基地局は、基準時間と移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。基地局から移動局に、この時間オフセット情報を、制御情報チャネルを利用して報知することによって、移動局は、基地局が保有した基準時間に送信チャネル内のフレームスタート時間を合せる。

【0013】他の移動局も前記基地局から受信した時間オフセットに基づいて、移動局フレームスタート時間を調整する。時間オフセットは、移動局が送信するデータに乘じるためのスクランブルコードを生成させるのに必要である。各々のスクランブルコードは、基地局に割り当てられ、この基地局内にある全移動局は、この同じスクランブルコードを使用する。前記のスクランブルコードは、送信データに乘じられ、送信データが伝送される基地局をサーチすることに用いられる。前記の同じ基地局内にある全移動局は、同じ基準時間を有することになるので、直交コードを利用することができる。

【0014】直交コードは、送信データよりはるかに速いチップ速度を有しており、直交コードが乘じられることによって生成された送信データは、周波数帯域幅が1/チップ速度の大きさと増加する。したがって、直交コードは拡散コード、順方向においては、チャネルコードとも呼ばれる。この直交コードは、復号時においては、同じコードとは相関度が高いので正確に復号が行われるが、他のコードとは直交性を有しているので相関度が0である。したがって、直交コードの適用により、チャネル間の相関度を0にすることができる。言い換えれば、1つのチャネルと、他の直交コードで拡散された他のチャネルとの間の相関度は0である。

【0015】移動局と基地局との間には、複数のチャネルがある。各々のチャネルには他の直交コードが乘じられるので、チャネル識別が可能であり、同じスクラン

ブルコードが乗じられるために、これらの複数個のチャネルは同期化される。

【0016】上述したように、同じセル内の全移動局に割り当てられるスクランブルコードは、セル当たり1つであり、複数の移動局のチャネルは、同期化されてチャネル間直交特性を利用することができるようになる。

【0017】以下に、図面を参照しながら、本発明に係る実施の形態を詳細に説明する。

【0018】図1は、本発明の一実施の形態に係るコード割り当て方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。図1に示されているように、まず伝送された信号(データフレーム)は、符号化器の第1乗算器11で、直交コード(拡散コード)と乗じられて拡散され、その後、符号化器の第2乗算器12で、スクランブルコードと乗じられてスクランブルされる。

【0019】入力された信号を復号する場合には、入力された信号をデスクランブルした後、逆拡散を行って復号化された信号を得る。

【0020】図2は、本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。図2において、aおよびbは直交コード、sはスクランブルコードを示し、拡散ファクターは256である。

【0021】図2に示されているように、1つのセル内の複数個の移動局は、互いに異なるフレームスタート時間を有する。これは全移動局が互いに独立的に呼を図るためである。しかし、上述したように、基地局が基準時間とのオフセットを各々の移動局に報せることによって、各移動局は同じ基準時間を持つことができる。これによって、同じ時間に、複数の移動局の複数のチャネルに各々乗じられるスクランブルコードは、同じ個数のチップを有する。

【0022】第1移動局が呼接続を図る時、第1チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの S_0 チップから S_{38399} チップまで乗じられる。第1移動局が基地局と通信している際に、第2移動局が呼接続を図る場合、第2チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの S_{5120} チップから S_{38399} チップまでと、 S_0 チップから S_{5119} チップまで乗じられる。

【0023】第2移動局は、第1移動局より時間オフセット α ($256 \times n$ チップ)だけ遅れてフレームが始まる。この時間Aで第2チャネルデータフレームに乗じられるスクランブルコードは S_{5120} であり、第1チャネルにおけるスクランブルコードと同じである。第1移動局の1つのフレームが終わる時間Bで、第2移動局の1つのフレームは終わらず、第2チャネルのスクランブルコードは、第1移動局のように新たに S_0 から始まる。

【0024】したがって、各移動局チャネルのデータフ

レームは、同時に同じスクランブルコードが乗じられる。前記のデスクランブルされた信号を逆拡散してチャネル間の干渉を減らし、同期化された基地局の復号器は、受信した信号をデスクランブルすることによって、全移動局のデータを完全に得ることができる。

【0025】ここで、スクランブルコードと1つのフレームの長さは38400チップであり、フレーム単位に図2に示すように乗じられる。1つのスロットの長さは、2560チップであり、直交コードは、図2に示すように、256チップ($1/10$ スロット)単位で繰り返して乗じられる。

【0026】図3は、本発明の実施の形態に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータの動作を示すフローチャートである。

【0027】まず、ステップ31で、移動局が基地局から同期制御メッセージを受信する。この場合、前記の同期制御メッセージには、「拡散されたデータのm番目のスロットとスクランブルコードのn番目のチップとを乗じること。」という内容の時間マッチング情報が含まれている(第1ステップ)。ここでmとnは正の整数である。

【0028】ステップ33で、符号化器にビット単位のデータフレーム(伝送される信号)が入力される。

【0029】ステップ35で、移動局で150ビットからなる1つのデータフレームは15個のスロットに分けられ、1つのスロットと256チップからなる1つの直交コードとを乗じて、1ビットを256チップに拡散させる。すなわち、1つのフレームは、38400チップに拡散される(第2ステップ)。

【0030】ステップ37で、同期制御メッセージの時間マッチング情報に基づいて、前記の拡散データとスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生成する(第3ステップ)。換言すれば、拡散データに、同期制御メッセージに基づいて、フレームの始まりのスロットに該当するスクランブルコードが乗じられる。同じセル内にある全移動局チャネルに、同じスクランブルコードを同時に乗じることによって、基地局の復号器は、移動局から受信した信号のデスクランブルを正確に行うことができる。

【0031】ステップ39で、符号化された情報は、移動局から基地局に伝送される(第4ステップ)。その後、前述のように、基地局で逆拡散及びデスクランブルを行って、符号化されたデータを復号する(第5ステップ)。

【0032】本発明に係る技術思想は、上記の好ましい実施の形態によって具体的に説明されたが、上記の実施の形態はその説明のためのものであって、その制限のためのものでない。また、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものであれば、本発明の技術思想の範囲内で、種々の実施の形態に想到可能であり、それらも本発明の技術的範囲に属することは言うまでもな

い。

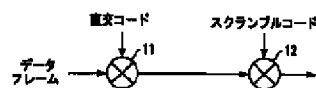
【0033】

【発明の効果】 上述のように、USTS技術を使用する本発明に係るコード割り当て方法によれば、逆方向同期伝送が行われ、逆方向チャンネル間の干渉を最小化することができ、その結果、基地局の容量が増加する。また、チャンネルを同期化することによって、チャンネル間の直交特性を効果的に利用することができるので、通信の品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施の形態に係るコード割り当て

【図1】



方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。

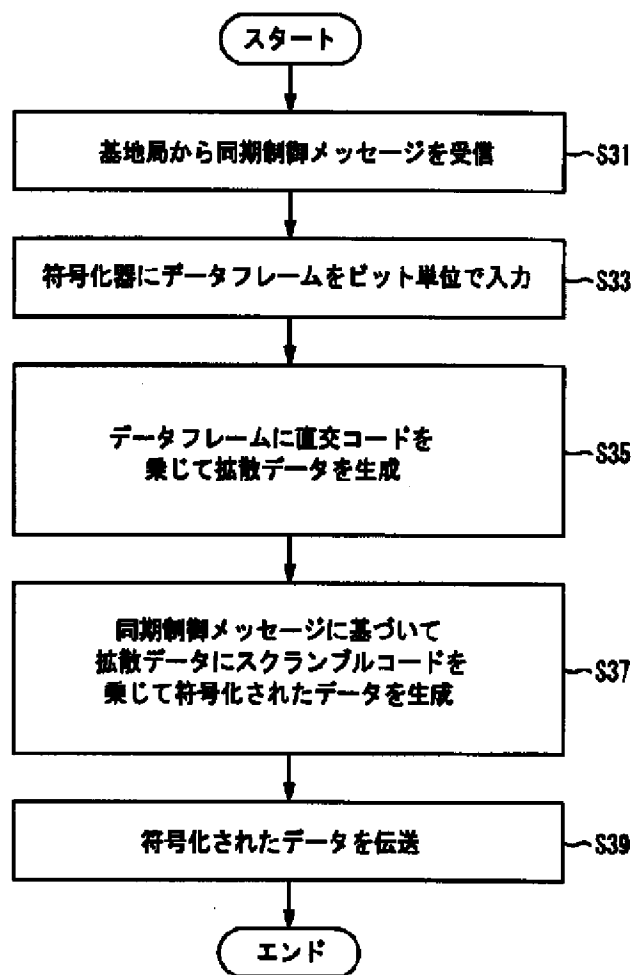
【図3】 本発明実施の形態に係る逆方向チャンネル同期無線通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータ動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

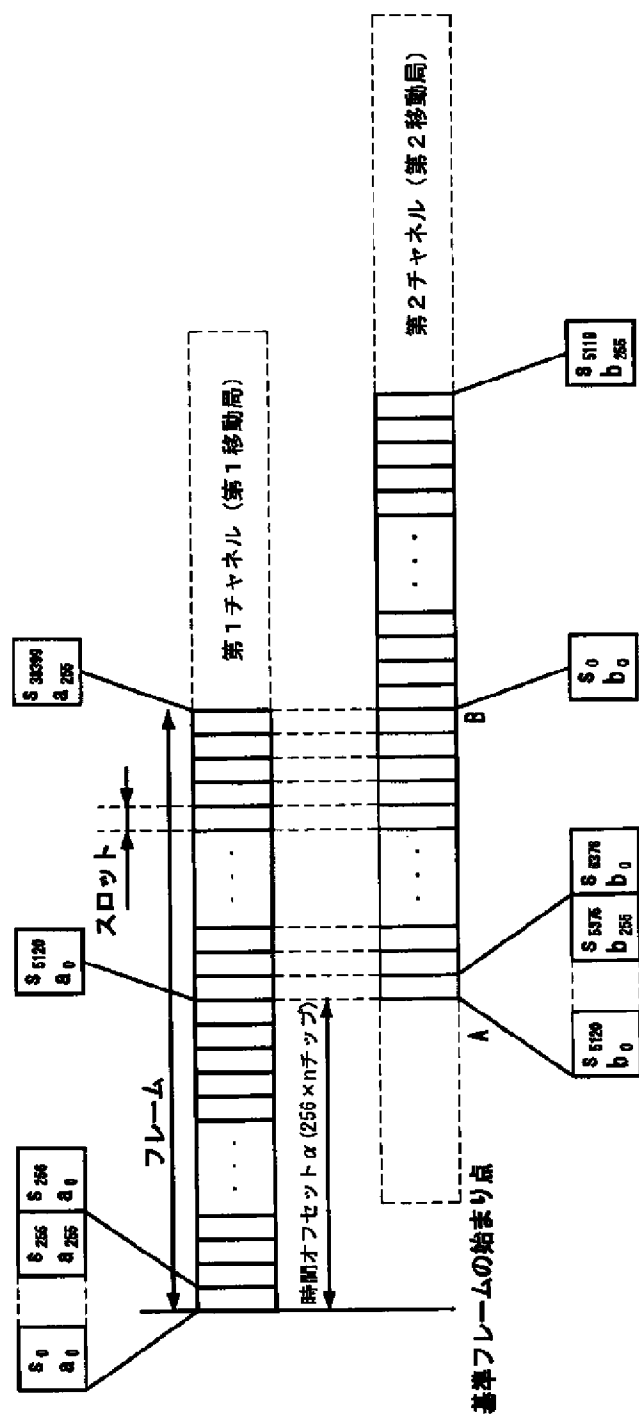
11 第1乗算器

12 第2乗算器

【図3】



【图 2】



フロントページの続き

(72)発明者 李 相 ▲ヨン▼
大韓民国城南市分唐区分唐洞 サビョル字
邦アパートメント305-1502

(72) 発明者 金 珍 泳
大韓民国ソウル市中浪区墨1洞180-34

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD21 DD31
5K067 AA22 CC10 DD00 DD25 EE02
EE10 HH21

JP2002077098A COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD

Bibliography

DWPI Title

Data communication device using multi-carrier modulation-demodulation system compares sampling time of synchronous clock with predetermined symbol timing, based on which frame is demodulated

Original Title

COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD

Assignee/Applicant

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Inventor

MATSUMOTO WATARU; NARUKAWA MASASHI

Publication Date (Kind Code)

2002-03-15 (A)

Application Number / Date

JP2000265888A / 2000-09-01

Priority Number / Date / Country

JP2000265888A / 2000-09-01 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a communication unit that can realize enhancement of demodulation accuracy.

SOLUTION: The communication unit is configured with an orthogonal code assignment circuit 3 of a transmission system that multiplies a prescribed orthogonal code assigned in advance to a communication opposite party to a 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a transmission frame and with a correlation detection circuit 13 of a reception system that multiplies an orthogonal code assigned in advance to its own unit with the 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a plurality of data after Fourier transform to detect a correlation and defines the timing having the highest correlation as formal symbol timing so as to calculate a correction quantity of a symbol synchronization clock from the timing.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-77098

(P2002-77098A)

(43)公開日 平成14年3月15日(2002.3.15)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 0 4
H 0 4 L 7/08		H 0 4 L 7/08	A 5 K 0 2 2
27/06		27/06	A 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 11 頁)

(21)出願番号	特願2000-265888(P2000-265888)	(71)出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
(22)出願日	平成12年9月1日(2000.9.1)	(72)発明者	松本 渉 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三 菱電機株式会社内
		(72)発明者	成川 昌史 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三 菱電機株式会社内
		(74)代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明

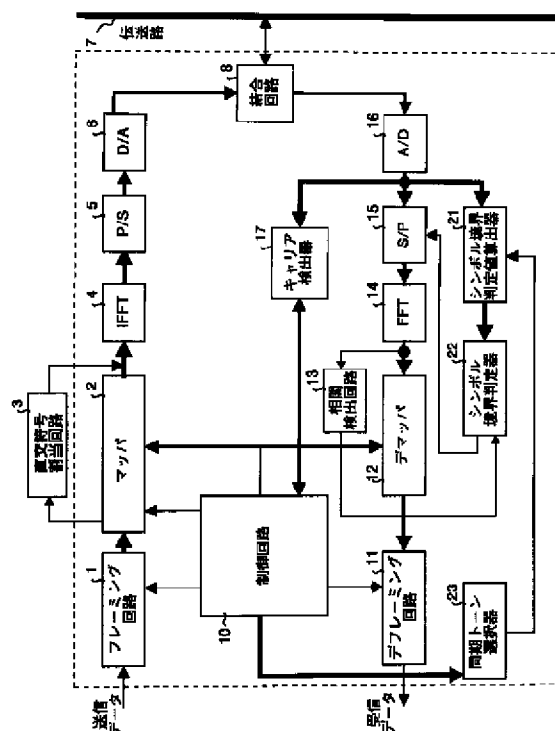
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信装置および通信方法

(57)【要約】

【課題】 復調精度の向上を実現可能な通信装置を得ること。

【解決手段】 送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する送信系の直交符号割当回路3と、フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する受信系の相関検出回路13と、を備える構成とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最終的に、逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する送信手段と、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項2】 送信機として動作する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段と、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項3】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する、受信機として動作する通信装置において、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段と、

前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段と、

前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項4】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信方法において、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、

前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力ステップと、

A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、

前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、

前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 以下、従来の通信装置について説明する。近年、コスト削減や既存の設備を有効利用のため、

新たな通信線を増設することなく、既存の電力線（電灯線）を利用して通信を行う「電力線モデム」が注目されている。この電力線モデムは、電力線により接続されている家庭内外、ビル、工場、および店舗等の電気製品をネットワーク化することにより、その製品の制御やデータ通信等のさまざまな処理を行う。

【0003】現在、このような電力線モデムとしては、SS（Spread Spectrum）方式を用いたものが考えられている。たとえば、電力線モデムとして、SS方式を用いた場合、送信側では、所定の情報を変調後、さらに「拡散符号」を用いて拡散変調を行うことにより、信号の帯域を数十～数千倍に広げて送信する。一方、受信側では、送信側と同一の拡散符号を用いて拡散復調（逆拡散）を行い、その後、逆拡散後の信号を上記所定の情報に復調する。

【0004】この場合、SS方式に望ましい拡散符号としては、一般的に、自己相関特性に鋭いピークを持ち、かつ相互相関特性が小さいM系列（Maximum-length linear shift-register sequence）が用いられる。

【0005】一方、上記SS方式を採用する通信装置と異なる変復調方式を採用する通信装置としては、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置がある。ここで、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置の動作について説明する。

【0006】まず、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、送信系の動作を簡単に説明する。たとえば、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信系では、トーンオーダリング処理、すなわち、予め設定された周波数帯の複数のトーン（マルチキャリア）に、伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理を行う。具体的にいうと、たとえば、各周波数のtone0～toneX（Xはトーン数を示す整数）に、予め決められたビット数の伝送データを割り振っている。そして、上記トーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多重化される。

【0007】さらに、送信系では、多重化された伝送データに対して逆高速フーリエ変換（IFFT）を行い、逆高速フーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、その後、D/Aコンバータを通してデジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて伝送データを伝送路上に送信する。

【0008】つぎに、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、受信系の動作を簡単に説明する。上記と同様に、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、受信系では、受信データ（前述の伝送データ）に対し、ローパスフィルタをかけ、その後、A/Dコンバータを通してアナログ波形をデジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザにて時間領域の適応等化処理を行う。

【0009】さらに、受信系では、時間領域の適応等化処理後のデータをシリアルデータからパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対して高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザにて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0010】そして、周波数領域の適応等化処理後のデータは、複合処理（最尤複合法）およびトーンオーダリング処理によりシリアルデータに変換され、その後、レートコンバート処理、FEC（forward error correction：前方誤り訂正）、デスクランブル処理、CRC（cyclic redundancy check：巡回冗長検査）等の処理が行われ、最終的に伝送データが再生される。

【0011】このように、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置では、CDMAやシングルキャリア変復調方式では得ることのできない、たとえば、伝送効率の良さおよび機能のフレキシビリティを利用して、高レートの通信を可能としている。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、SS方式を用いた従来の電力線モデムにおいては、たとえば、与えられた帯域を埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、すなわち、法規制上使用可能な周波数帯域：10KHz～450KHzを埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、他の通信方式との共存が難しく、さらに、使用帯域に対する転送レートが低い（拡張性も低い）、という問題があった。

【0013】また、上記、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置においては、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、に改善の余地がある、という問題があった。

【0014】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、同一ネットワーク上で複数の装置が通信可能な場合においても、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを短いシンボル長で正確に判断することで伝送レートの向上を実現し、さらに高精度にシンボル同期を確立することで復調精度の向上を実現可能な通信装置を得ることを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる通信装置にあっては、クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する構成を備え、たとえば、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最

最終的に、逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する送信手段（後述する実施の形態のフレーミング回路1、マップ2、直交符号割当回路3、IFFT4、P/S5、D/A6に相当）と、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段（A/D16、S/P15、FFT14、相関検出回路13、デマップ12、デフレーミング回路11、シンボル境界判定値算出回路21と、シンボル境界判定器22と、同期トーン選択器23に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、送信機として動作する構成とし、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段（直交符号割当回路3に相当）と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段（IFFT4に相当）と、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力手段（P/S5、D/A6に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する構成とし、たとえば、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段（A/D16、S/P15に相当）と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段（FFT14に相当）と、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正

量算手段（相関検出回路13に相当）と、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段（S/P15、FFT14、デマップ12に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかる通信方法にあっては、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力ステップと、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする。

【0019】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかる通信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。すなわち、マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であれば、電力線モデム以外にも適用可能である。

【0020】実施の形態1. 本実施の形態では、既存の電力線を利用した通信装置として、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する電力線モデムについて説明する。電力線モデムにおいては、たとえば、128トーンのOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号を送受信する場合、256個の複素IFFTを用いて、128個のDQPSKデータまたはM-QAMデータを時間軸データに変換する。したがって、キャリア間隔を $\Delta f = 4.3125 \text{ KHz}$ とした場合には、0~552 KHzまでの帯域が使用されることになる。

【0021】また、本実施の形態においては、128トーンのOFDM信号を送受信する場合、低速モードで動作する電力線モデムが、16トーン毎に配置された5本の狭帯域搬送波周波数のキャリア、たとえば、トーン32, 48, 64, 80, 96を用いてデータの通信を行

い、高速モードで動作する電力線モデムが、残りのトーンを用いてデータの通信を行う。

【0022】図1は、本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。具体的にいうと、低速モードで動作可能な通信装置の構成を示す図である。図1において、1はフレーミング回路であり、2はマップであり、3は直交符号割当回路であり、4は逆高速フーリエ変換回路（IFFT：Inverse Fast Fourier Transform）であり、5はパラレル／シリアル変換回路（P／S）であり、6はデジタル／アナログ変換回路（D／A）であり、7は伝送路（電力線）であり、8は結合回路であり、10は制御回路であり、11はデフレーミング回路であり、12はデマップであり、13は相関検出回路であり、14は高速フーリエ変換回路（FFT：Fast Fourier Transform）であり、15はシリアル／パラレル変換回路（S／P）であり、16はアナログ／デジタル変換回路（A／D）であり、17はキャリア検出器であり、21はシンボル境界判定値算出器であり、22はシンボル境界判定器であり、23は同期トーン選択器である。

【0023】そして、フレーミング回路1、マップ2、直交符号割当回路3、IFFT4、P／S5、D／A6で送信系を構成し、A／D16、S／P15、FFT14、相関検出回路13、デマップ12、デフレーミング回路11、シンボル境界判定値算出器21、シンボル境界判定器22、同期トーン選択器23で受信系を構成する。

【0024】以下、送信系および受信系の基本的な動作を図面にしたがって説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、上記通信装置（電力線モデム）に接続されたデータ処理装置（図示せず）から送信データが入力されると、フレーミング回路1では、後述の図2に示すフレーミング処理を行い、そのフレームをマップ2に出力する。そして、マップ2では、受け取ったフレームを、制御回路10からの「トーンオーダリング選択情報」「ターボ符号長選択情報」「ビットマップ選択情報」「電力配分選択情報」等を用いてマッピング（DQPSK変調、M-QAM変調、ターボ符号化、電力配分制御等を含む）し、その結果をIFFT4へ出力する。

【0025】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトーン（低速モードで使用するトーン48、64、80以外）を逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換してP／S5へ出力する。

【0026】P／S5では、IFFT4から出力されたパラレルデータをシリアルデータに変換し、さらに、そのシリアルデータをD／A6へ出力し、最後に、D／A6では、そのシリアルデータに対してデジタル／アナログ変換を行い、そのアナログ信号を、結合回路8および伝送路7を介して、伝送路7に接続された他の通信装置（図示せず）へ送信する。

【0027】つぎに、受信系の動作について説明する。なお、ここでは、説明の便宜上、伝送路7に通信装置が1台しか接続されていないので、図1の受信系の構成を用いて説明を行う。また、以降で説明する受信系では、クロックマスターとなる通信装置から常時送信されてくるパイロットトーンを用いて（実際は通信が行われていないときに間欠的に送られてくるパイロットフレームを用いて）、シンボル同期が確立されていることを前提とする。具体的にいうと、同期トーン選択器23が、制御回路10からの情報により、同期処理を行うために必要となるトーン（トーン40、56、72等）を選択する。そして、シンボル境界判定値算出器21が、選択されたトーンの信号に基づいて、シンボル境界判定値を算出し、さらに、シンボル境界判定器22が、算出されたシンボル境界判定値に基づいて、シンボル境界を判定してシンボル同期を確立する。

【0028】まず、上述のように送信系からマルチキャリアデータが送信されると、他の通信装置の受信系では、送信系の動作とは逆の動作を行い、データを復調する。具体的にいうと、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A／D16が、アナログ／デジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトーン検定によりキャリア検出用フィールドを検出する。

【0029】その後、S／P15では、同期が確立されたシンボルタイミングに基づいて、デジタルデータに変換されたシリアルデータをパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。

【0030】FFT14では、前記パラレルデータに対してフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、その周波数軸データをデマップ12へ出力する。その後、デマップ12では、制御回路10によって指定された「FEQ係数情報」「ターボ復号に関する情報」「ビットマップ情報」「トーンオーダリング選択情報」等を用いて、受け取った周波数データを復調する。

【0031】最後に、デフレーミング回路11では、復調後のデータから、送信フレーム内のデータ（図2参照）のみを切り出すデフレーミング処理を行うことで、受信データを生成し、この通信装置に接続された機器（図示せず）にその受信データを出力する。なお、デフレーミング処理とは、フレーミング回路1によるフレーミング処理とは逆の処理であり、一次復調されたデータのフレームから、後述のプリアンブルおよび物理層ヘッダを分離して、物理層ペイロードのみを合成する処理、すなわち、受信データをもとの送信データの形に再構成する処理のことをいう。

【0032】図2は、上記フレーミング回路1によるフレーミング処理で生成されるフレームの構成を示す図で

ある。図2に示すフレームは、キャリア検出用の信号の領域であるプリアンフィールド（AGC）と、伝送経路を示すコード（ID）、サンプリングクロック／シンボルクロック同期用信号（PT1、PT2）等を含む物理層ヘッダフィールドと、論理データの境界識別用コード、ビットマップ一致／不一致検出用コード、コマンドフィールド、グループコード等の制御情報、や送信データを含む物理層ペイロードフィールドから構成され、このフレームがフレーミング回路1にて生成され、前述の処理で変調後、伝送路7に出力される。

【0033】また、伝送路上のフレームは、伝送路に接続されたすべての通信装置で受け取られ、制御回路10では、受け取った信号の識別を行った上で自分の持つコードと一致した場合にのみ、伝送路上に送信されているデータが自分宛であると判断し、後続のペイロード部分の内容を理解する。また、自分宛でないと判断した場合は、動作を行わない。

【0034】図3は、低速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、高速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、を示す図である。たとえば、4.3125kHz間隔の128本（#0～#127）のトーンを想定した場合、上記低速モードで動作する通信装置では、16本間隔で選び出した図示の5本のトーンを使用してデータ通信を行い、高速モードで動作する通信装置では、それ以外のトーンを用いてデータ通信を行う。

【0035】また、図4は、上記フレームの伝送路上の状態と、FFTに入力されるシンボルの単位と、を示す図である。たとえば、本実施の形態において、上記フレームを構成するシンボルは、図4に示すとおり、16サンプルのサイクリックプレフィックス（CP）と、256サンプルのデータ部分で構成され、1シンボルが272サンプルとなる。したがって、受信側では、既知のタイミングで挿入されたCPを削除した状態（図4の“復調FFTへ”に相当）でデータの復調を行う。なお、上記データ部分とは、通信の最小単位であり、送信するすべてのトーンの合成波を、256点サンプルで表現したものである。また、CPとは、シンボル間干渉を防ぐためにシンボル間に挿入されるものであり、データ部分の終端16サンプルを複製して貼り付けたものであり、これにより、CPとデータ部分が連続的な波形となる。

【0036】ここで、上記通信装置間でデータ通信を行う場合のシンボル同期の確立方法を詳細に説明する。なお、ここでは、シンボル周波数Fを $F = 4\text{ kHz}$ とし、 $D/A6$ および $A/D16$ のサンプリング周波数Sを $S = 1.024\text{ MHz}$ とする。この場合、1シンボル時間の信号は、 S/F （256サンプル）+CP（16サンプル）=272サンプルで構成されることになる。また、ここでいうシンボルとは、通信の最小単位であり、たとえば、通信に使用する複数トーンの合成波を、27

2個のサンプルデータで表現したものである。また、IFFFT4およびFFT14が256サンプルに対応する場合、生成可能なトーン周波数は、 $F \times x$ （ $x = 1 \sim 128$ ）となり、128本のトーンが利用可能となる。

【0037】このような状態で、まず、通信装置の受信系では、起動時およびデータ通信を行っていないときに、クロックマスターが送信するパイロットトーンを用いて、シンボル同期を確立し、いつでもデータ通信を開始できるようにしておく。具体的にいうと、まず、 $A/D16$ が、伝送路上の信号を、272点サンプリングを行うことにより取り込む。そして、シンボル境界判定値算出部21が、 A/D 変換後のパイロットトーンのサンプリングデータを用いて、他の通信装置とのシンボル同期を確立するための演算を行う。

【0038】シンボル境界判定値算出器21では、上記パイロットトーンのサンプリングデータを用いて、シンボル境界の判定に必要な判定値を算出する。なお、同期トーン選択器23では、制御回路10の指示で、複数のトーンの中から少なくともいずれか1本のパイロットトーンを選択する。選択されたパイロットトーンの周波数が、たとえば、シンボル周波数のM倍のトーン（ $M = 2, 4, 6, 8, \dots$ ）であった場合、シンボル境界判定値算出器21では、過去 $S/F + CP = 272$ 個のサンプルデータをバッファリングし、後述するシンボル境界判定値を算出する。ただし、ここでは、バッファの先頭の内容を D_0 とし、さらに、最後の内容を $D_{(S/F+CP)-1}$ とする。シンボル境界判定値は、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F + CP = 272$ 個のサンプルデータを用いて算出する。

【0039】つぎに、シンボル境界判定器22では、たとえば、過去 $S/F + CP = 272$ 回分のシンボル境界判定値の最大値が、どのタイミングで発生したかを検索し、検索されたタイミングを用いてシンボル同期を確立する。

【0040】図5は、各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。ここでは、パイロットトーンとして、たとえば、24倍トーン（トーン24）が選択された場合（ $M = 24$ ）について説明する。なお、パイロットトーンは、前述したように、シンボル同期単位に同相の信号である。

【0041】図5（a）は、複数トーンの合成波から、パイロットトーンだけを表現したものである。図5

（a）において、パイロットトーン上の信号は、1シンボル期間内に25周期分（CP含む）の正弦波信号を含むため、1シンボルを $S/F - CP = 272$ 点でサンプリングしている場合、16サンプルで1.5周期となり、16サンプル毎に符号が反転した値を持つ。

【0042】まず、シンボル境界判定値算出器21では、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F - CP = 272$ 個のサンプルデータを用い、かつ16

サンプル単位に値を反転させて、同期加算を行う。すなわち、図示のとおり、16サンプル単位にサンプル値を反転させ、かつ1シンボル長の範囲で同期加算を行う。

【0043】図5（b）は、シンボル境界判定値の算出範囲を示す図であり、図5（c）は、同期加算結果の一例を示す図であり、図5（d）は、同期加算結果におけるサンプルデータの絶対値の加算結果、すなわち、シンボル境界判定値を示す図である。図示のように、シンボル境界判定値の算出範囲がAの場合（図5（b）参照）は、パイロットトーンの信号が強調され、振幅が1.7倍となる1.5周期分の同期加算結果を得ることができる（図5（c）A'参照）。また、この場合、シンボル境界判定値が最大となる（図5（d）参照）。そして、シンボル境界判定値の算出範囲がAからずれる程に、シンボル境界判定値が段階的に減少する。なお、選択されたパイロットトーン（M=24）以外のトーンの信号成分については、上記同期加算により打ち消され、その値が0となる。

【0044】一方、シンボル境界判定値の算出範囲がBの場合（図5（b）参照）は、272点の信号の前半（ $D_0 \sim D_{135}$ ）と後半（ $D_{136} \sim D_{272}$ ）とが同相信号となるため、上記同期加算（16サンプル単位に反転）によりパイロットトーンの信号が相殺され、振幅が0となる1.5周期分の同期加算結果を得ることができる（図5（c）B'参照）。また、この場合、シンボル境界判定値が最小となる（図5（d）参照）。

【0045】そして、シンボル境界判定値算出器21からの出力を受け取ったシンボル境界判定器22では、1シンボル期間にわたるシンボル境界判定値が最大となるタイミングを検出し、これを、各通信装置間のシンボルタイミングとして使用する。

【0046】このように、各通信装置間でシンボル同期を確立する場合は、 $16n$ （ n は自然数）+8を満たすパイロットトーン（トーン24, 40, 56, 72, 88）を用いてシンボル同期処理を行う。具体的にいうと、上記パイロットトーンに対して、 $1/17$ シンボル長（16サンプル）単位に値を反転させ、かつ1シンボル長範囲で、サンプリングデータの同期加算を行い、さらに、その同期加算結果におけるサンプリングポイントの絶対値の総和、すなわち、シンボル境界判定値、が最大となるタイミングを、各通信装置間のシンボルタイミングと定義する。

【0047】以上、ここまでの説明では、通信装置の基本的な動作、および各通信装置間のシンボル同期の確立方法、について説明してきた。以降の説明では、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、の改善を行った。具体的にいうと、図2にて示した物理層ヘッダ内のID（1シンボル分）を用いて、上

記の方法で生成したシンボルタイミングを補正する。

【0048】以降、伝送レートおよび復調精度を向上させるために追加した構成、およびその動作について説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、前述の説明では、通信装置に接続されたデータ処理装置から送信データが入力されると、後述の図2に示すフレーミング処理後のフレームをマッピングし、そのマッピング結果をIFFT4へ出力していたが、本実施の形態では、さらに、直交符号割当回路3が、当該フレーム内の伝達経路を識別するためのコード、すなわち、通信相手を特定するためのコードである「ID」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する。

【0049】図6は、上記直交符号の一例である32行×32列のアダマール系列を示す図である。なお、アダマール系列の n （ $0 \sim 31$ ）行の要素を $h(n)$ と呼び、 m （ $0 \sim 31$ ）列の要素を $h(n, m)$ と呼ぶ。本実施の形態では、たとえば、トーン3からトーン98の96本のトーン（実際には、低速モードの予約トーン、パイロットトーンを除く）に、32ビットのアダマール系列をBPSKエンコードする。以下に、エンコード値 $t(n)$ を示す。

$$t(3m) = h(ID, m)$$

$$t(3m+1) = h(ID, m)$$

$$t(3m+2) = h(ID, m)$$

ただし、IDは $0 \sim 31$ とする。

【0050】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトーンを逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換する。

【0051】一方、通信装置の受信系では、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A/D16が、アナログ/ディジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトーン検定によりキャリア検出用フィールドを検出する。ここで、キャリア検出器17の判定により、キャリア検出用の信号（AGC）があると判断された場合は、以降、後続のサンプリングデータを用いて、受信中のフレームが自装置に対するフレームであるかどうかを判断する。

【0052】具体的にいうと、まず、S/P15が、現在のシンボル同期クロックに基づいて、ディジタルデータに変換されたシリアルデータ（フレーム内のIDの部分：1シンボル分）をパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。このとき、S/P15では、当該IDに対応するサンプリングデータを、たとえば、シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に2回のサンプルタイミングで、パラレルデータに変換する。図7は、受信中のフレームにおけるIDのサンプルタイミングと（（a）参照）、相關検出回路13における相關結果と（（b）参照）、を示す図である。

【0053】その後、FFT14では、上記5種のパラレルデータに対してそれぞれフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、それらの周波数軸データをそれぞれ相関検出回路13へ出力する。その後、相関検出回路13では、上記フレーム内の伝達経路を識別するためのコードである「ID」から、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。具体的にいうと、本実施の形態では、相関検出回路13が、当該フーリエ変換後の5種のデータに対して、予め自装置に割り当てられている図6に示す直交符号のいずれか1つを乗算することで、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。

【0054】さらに、相関検出回路13では、当該フーリエ変換後の5種のデータに対する相関検出処理（乗算）において、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義し、そのタイミングから求められた補正量をシンボル境界判定器22に通知する。そして、シンボル境界判定器22では、当該補正量に基づいてシンボル同期クロックを補正し、以降は、補正後のシンボル同期クロックを正式なシンボル同期クロックとして出力する。

【0055】このように、本実施の形態においては、送信側の構成に、通信相手を特定するための直交符号を割り当てる直交符号割当回路3を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断する相関検出回路を追加する。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる。

【0056】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側の構成に、通信相手を特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシ

ンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0057】つぎの発明によれば、通信相手を特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加した。これにより、受信側では、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。

【0058】つぎの発明によれば、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【0059】つぎの発明によれば、送信側に、通信相手を特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算ステップを追加し、受信側に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップを追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する処理としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。

【図2】 フレーミング処理で生成されるフレームの構成を示す図である。

【図3】 データ通信に用いるトーンを示す図である。

【図4】 フレームの伝送路上の状態とFFTに入力されるシンボルの単位とを示す図である。

【図5】 各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。

【図6】 直交符号の一例である32行×32列のアダ

マール系列を示す図である。

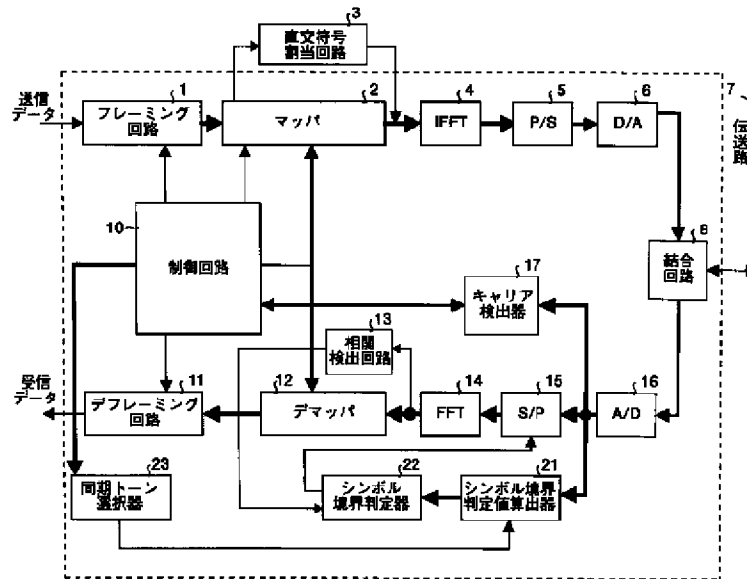
【図7】 受信中のフレームにおけるIDのサンプルタイミングと相関検出回路における相関結果とを示す図である。

【符号の説明】

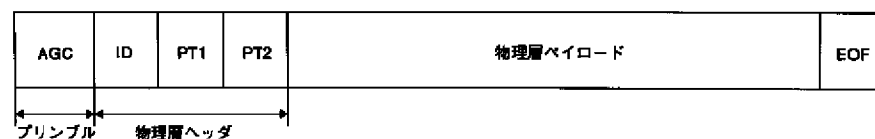
1 フレーミング回路、2 マップ、3 直交符号割当回路、4 逆高速フーリエ変換回路、5 パラレル/シリアル変換回路 (P/S)、6 デジタル/アナログ

変換回路 (D/A)、7 伝送路 (電力線)、8 結合回路、10 制御回路、11 デフレーミング回路、12 デマップ、13 相関検出回路、14 高速フーリエ変換回路、15 シリアル/パラレル変換回路 (S/P)、16 アナログ/デジタル変換回路 (A/D)、17 キャリア検出器、21 シンボル境界判定値算出器、22 シンボル境界判定器、23 同期トーン選択器。

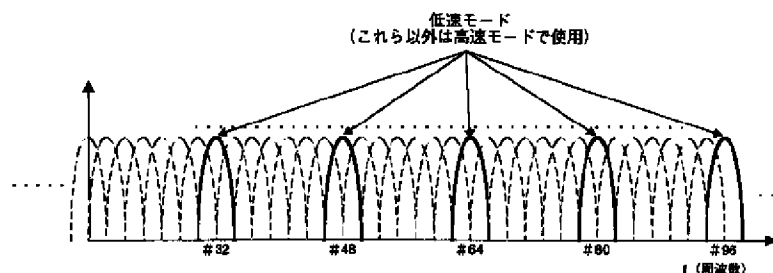
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5K004 AA05 FB06 FG02 FG04
5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33
DD42
5K047 AA01 GG45 HH02 HH15 MM44
MM45

JP2002077104A SPREAD SPECTRUM RECEIVER

Bibliography

DWPI Title

Spread-spectrum receiver used for mobile communication, generates common pilot symbol corresponding to auto-transmitter station, based on despreading and propagation path property estimation results

Original Title

SPREAD SPECTRUM RECEIVER

Assignee/Applicant

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Inventor

SUZUKI TAKEO

Publication Date (Kind Code)

2002-03-15 (A)

Application Number / Date

JP2000259859A / 2000-08-29

Priority Number / Date / Country

JP2000259859A / 2000-08-29 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a spread spectrum receiver that can be improved in the ratio of the signal power ratio to the interference power ratio with respect to a desired signal and, in addition, in reception characteristic.

SOLUTION: The spread spectrum receiver which receives signals from two or more transmitting stations is provided with subtracters 1 and 2 which subtract interference replicas from received signals, a reversely spreading sections 21 and 22 which reversely spread the desired signal based on the subtracted results of the subtracters 1 and 2, and propagation path characteristic estimating sections 23 and 24 which estimate the characteristics of propagation paths from the reversely spread results of the sections 21 and 22. The receiver is also provided with multiplying sections 25 and 26 which multiply the reversely spread results by the complex conjugate numbers of the estimated results of the characteristics of the propagation paths, common pilot symbol generators 5 and 6 which generate the common pilot symbols corresponding to their own transmitting stations, and multipliers 9 and 10 which multiply the common pilot symbols by diffused codes. In addition, the receiver is also provided with multipliers 7 and 8 which generate the interference replicas by multiplying the multiplied results of the multipliers 9 and 10 by the estimated results of the characteristics of the propagation paths.

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、
前記送信局単位に、
前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、
当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段と、
当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、
前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、
自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、
前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項 2】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項 3】 2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、
前記送信局単位に、
前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、
当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、
前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、
前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段と、
当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段と、
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項 4】 前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項 3 に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項 5】 2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信

装置において、
前記送信局単位に、
前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、
当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、
当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、
前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する複数の乗算手段と、
自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、
前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果を到来波の遅延分に応じて遅延加算することで、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項 6】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項 5 に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項 7】 2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、
前記送信局単位に、
前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、
当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、
前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、
当該各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段と、
当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項 8】 前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項 7 に記載のスペクトル拡散受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、自動車電話や携帯電話をはじめとする移動体通信、衛星通信、または屋内通信などで利用されるスペクトル拡散受信装置に関する

ものであり、特に、干渉成分を除去するための機能を備えたスペクトル拡散受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】以下、従来のスペクトル拡散受信装置について説明する。たとえば、スペクトル拡散方式では、各チャンネルに異なる拡散符号を割り当て、全チャンネルが同一周波数帯域を共有する。このような通信方式では、各チャンネルに割り当てた拡散符号の相互相関により他チャンネルの信号が干渉信号となるため、チャンネル数の増加に伴って受信特性が劣化する。受信特性劣化の要因となる干渉信号としては、たとえば、マルチパス環境下における自チャンネルのマルチパス信号成分や、同一局から送信される他チャンネル信号およびそのマルチパス信号成分や、他局から送信される信号およびそのマルチパス信号成分、等がある。したがって、これらの干渉信号を除去することで、所望信号に対する信号電力対干渉電力比（SIR）が向上し、所望信号の受信特性を改善できる。

【0003】上記、干渉信号を除去可能な従来のスペクトル拡散装置としては、たとえば、特開平10-327126号公報に記載の「CDMA受信機」があり、ここでは、パイロット信号干渉除去技術を用いたスペクトル拡散受信装置が記載されている。

【0004】上記従来のスペクトル拡散受信装置は、マルチパス環境下において、所望信号と非直交関係にあるマルチパス信号のなかから共通パイロット信号成分を差し引く。共通パイロット信号成分は、受信信号全電力に占める比率が高いので、これだけでも所望ユーザ信号の受信特性改善効果は大きい。なお、共通パイロット信号は、スペクトル拡散受信機にとって既知であるため、干渉レプリカ生成における仮判定が不要となる。

【0005】図5は、従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。なお、ここでは、2フィンガの場合を一例として説明する。図5において、101は受信信号であり、102、103はオンタイムセクタ（OTS）であり、104、105は差分器であり、106、107はフィンガであり、108はDSPであり、111、112は逆拡散部であり、113は伝搬路推定部であり、114は乗算器であり、115はパイロット信号生成部である。

【0006】まず、OTS102では、オーバーサンブルされた受信信号101を受け取り、オーバーサンブル点のなかから1点を選択し、その選択結果を出力する。つぎに、マルチパス受信信号をそれぞれ割り当てられたフィンガ106および107では、それぞれ受信信号の逆拡散処理、伝搬路推定処理、および復調処理を行う。なお、フィンガ106およびフィンガ107は、個別にパイロット信号生成部115を備える。

【0007】各パイロット信号生成部では、伝搬路推定処理において推定された受信信号の減衰、位相、および

パス遅延情報を用いて、個々のフィンガで復調した受信チャンネルに対応する共通パイロット信号のレプリカを生成する。ただし、共通パイロットシンボルは、スペクトル拡散受信装置にとって既知である。そして、各パイロット信号再生部で生成したパイロット信号成分のレプリカ、すなわち、他のマルチパス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカ、を受け取った各差分器では、各OTSの出力から当該他のマルチパス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカを減算する。

【0008】このように、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分となるマルチパスの共通パイロット信号成分が除去される。すなわち、フィンガ（0）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（1）が受け取る共通パイロット信号成分を除去し、同時に、フィンガ（1）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（0）が受け取る共通パイロット信号成分を除去する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分除去対象が所望信号と同一局から送信された共通パイロット信号成分のマルチパス成分であるため、パイロット信号以外の干渉成分が存在するような場合、受信信号からその干渉成分を除去することができず、受信特性を低下させる、という問題があった。

【0010】また、パイロット信号以外の干渉成分が存在する場合としては、たとえば、2つ以上の送信局から送信信号を同時受信するような状況も考えられる。この場合、他の送信局の送信信号が干渉信号となり、受信特性を劣化させる。しかしながら、上記従来のスペクトル拡散受信装置においては、所望信号を送信する送信局以外の送信局からの送信信号成分を除去するための手段を持っていないため、受信特性を改善できない、という問題があった。

【0011】また、従来のスペクトル拡散受信装置では、フィンガ単位にパイロット信号を再生するため、フィンガ数と同数のパイロット信号再生部が必要となる。その結果、回路規模が大きくなり、消費電力も増大する、という問題があった。

【0012】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、他局からの共通パイロット信号およびそのマルチパス成分による干渉成分を除去することで、所望信号に対する信号電力比対干渉電力比の向上、さらには受信特性の向上を実現可能なスペクトル拡散受信装置を得ることを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあつては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、さ

らに、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段（後述する実施の形態の減算器 1，2 に相当）と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段（逆拡散処理部 21，22 に相当）と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段（伝搬路特性推定部 23，24 に相当）と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段（乗算部 25，26 に相当）と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段（共通パイロットシンボル生成器 5，6 に相当）と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器 7 および乗算器 9、または乗算器 8 および乗算器 10 に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0014】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0015】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段（相関成分計算機 33，34 に相当）と、当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段（減算器 31，32 に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそ

れに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する複数の乗算手段と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果を到来波の遅延分に応じて遅延加算することで、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器 7，乗算器 9，遅延器 41 および加算器 43、または乗算器 8，乗算器 10，遅延器 42，加算器 44 に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0019】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2 局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、前記各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段（相関成分計算機 33a，34a に相当）と、当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、を備えることを特徴とする。

【0020】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0021】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0022】実施の形態 1. 図 1 は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態 1 の構成を示す図である。ここでは、2 つのフィンガでそれぞれ別の送信局からの信号を受け取る場合について説明する。

【0023】図 1 において、1，2 は減算器であり、3，4 はフィンガであり、5，6 は共通パイロットシンボル生成器であり、7，8，9，10 は乗算器である。

また、フィンガ3および4において、21、22は所望信号の逆拡散処理部であり、23、24は伝搬路特性推定部であり、25、26は乗算器であり、27、28は遅延器である。

【0024】上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成する。

【0025】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と後述する他局の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。

【0026】減算器1からの減算結果を受け取ったフィンガ3では、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィンガ4では、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0027】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィンガ3が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカを出力する。一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィンガ4が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカを出力する。

【0028】このように、本実施の形態においては、各

フィンガが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比(SIR)を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0029】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0030】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0031】実施の形態2. 実施の形態2においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態1と同様であるため、その説明を省略する。

【0032】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0033】実施の形態3. 図2は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3の構成を示す図である。ここでは、2つのフィンガでそれぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0034】図2において、3a、4aはフィンガであり、31、32は減算器であり、33、34は相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0035】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態1と異なる動作についてのみ説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3aでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0036】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4aでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0037】また、相関成分計算器33では、伝搬路特性推定部23出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ3aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。一方、相関成分計算器34では、伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。

【0038】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0039】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器3

3、34と減算器31、32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して仮判定する必要がなく、共通パイロットシンボル仮判定回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0040】また、実施の形態1では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0041】実施の形態4. 実施の形態4においては、前述の相関成分計算器33および34出力の相関成分に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態3と同様であるため、その説明を省略する。

【0042】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態3と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 α を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0043】実施の形態5. 図3は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0044】図3において、3b、4bはフィンガ群を構成するフィンガであり、41、42は遅延器であり、43、44は加算器である。なお、フィンガ3b、フィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、フィンガ4b、およびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、の内部構成は、前述のフィンガ3、3a、4および4aと同一である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望

信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成し、当該レプリカを共通パイロット信号の到来波に応じて遅延加算する。

【0045】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と後述する他局の干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）を受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）を受け取り、その減算結果を出力する。

【0046】減算器1からの減算結果を受け取ったフィンガ3bおよびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィンガ4bおよびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0047】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィンガ3bおよびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器41では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器43では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0048】一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィンガ4bおよびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された

共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器42では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器44では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0049】このように、本実施の形態においては、各フィンガが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0050】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と遅延器41、42と加算器43、44と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる。

【0051】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0052】実施の形態6. 実施の形態6においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態5と同様であるため、その説明を省略する。

【0053】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号か

ら干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0054】実施の形態7. 図4は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1～6と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0055】図4において、3c、4cはフィンガ群を構成するフィンガであり、33a、34aは相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、フィンガ単位に、すなわち、所望信号の到来波単位に、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0056】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態5と異なる動作についてのみ説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3cおよびフィンガ3cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0057】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4cおよびフィンガ4cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0058】また、相関成分計算器33aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部23出力の伝搬

路特性推定結果に基づいて、フィンガ3cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。一方、相関成分計算器34aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。

【0059】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0060】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器33a、34aと減算器31、32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して仮判定する必要がなく、共通パイロットシンボル仮判定回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0061】また、実施の形態5では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0062】実施の形態8. 実施の形態8においては、前述の相関成分計算器33aおよび34a出力の相関成分に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態7と同様であるため、その説明を省略する。

【0063】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態7と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 α を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できる

ため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0064】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、受信信号から干渉レプリカを除去し、その後、除去後の信号を用いて再度干渉レプリカを生成するような、フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0065】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0066】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる、という効果を奏する。

【0067】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、相関線分の精度が劣化した場合においても、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉

成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0068】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる、という効果を奏する。

【0069】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0070】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0071】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、相関線分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態1および2の構成を示す図である。

【図2】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3および4の構成を示す図である。

【図3】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5および6の構成を示す図である。

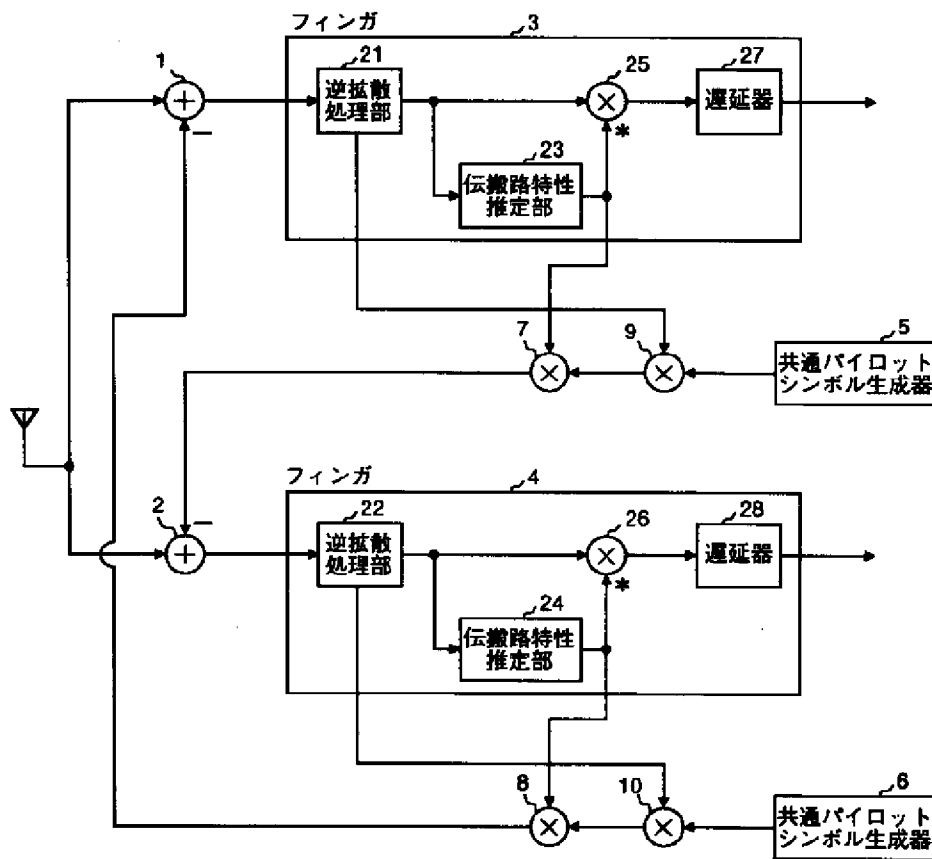
【図4】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7および8の構成を示す図である。

【図5】 従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。

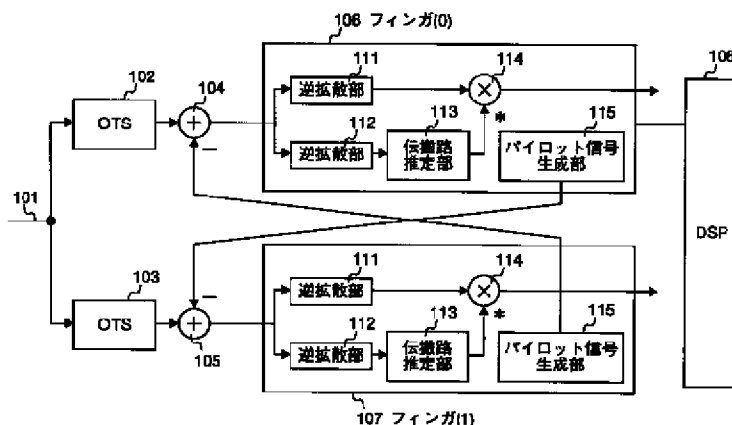
【符号の説明】

1, 2 減算器、3, 3 a, 3 b, 3 c, 4, 4 a, 4 b, 4 c フィンガ、5, 6 共通パイロットシンボル生成器、7, 8, 9, 10 乗算器、21, 22 逆拡散処理部、23, 24 伝搬路特性推定部、25, 26 乗算器、27, 28 遅延器、31, 32 減算器、33, 33 a, 34, 34 a 相関成分計算器、41, 42 遅延器、43, 44 加算器。

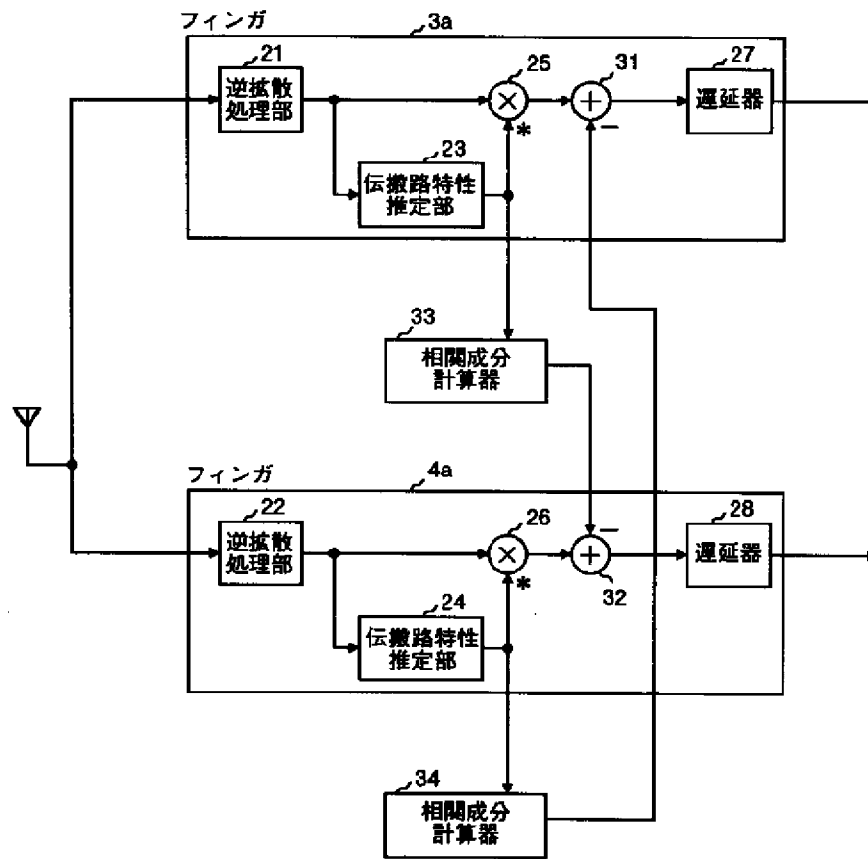
【図1】



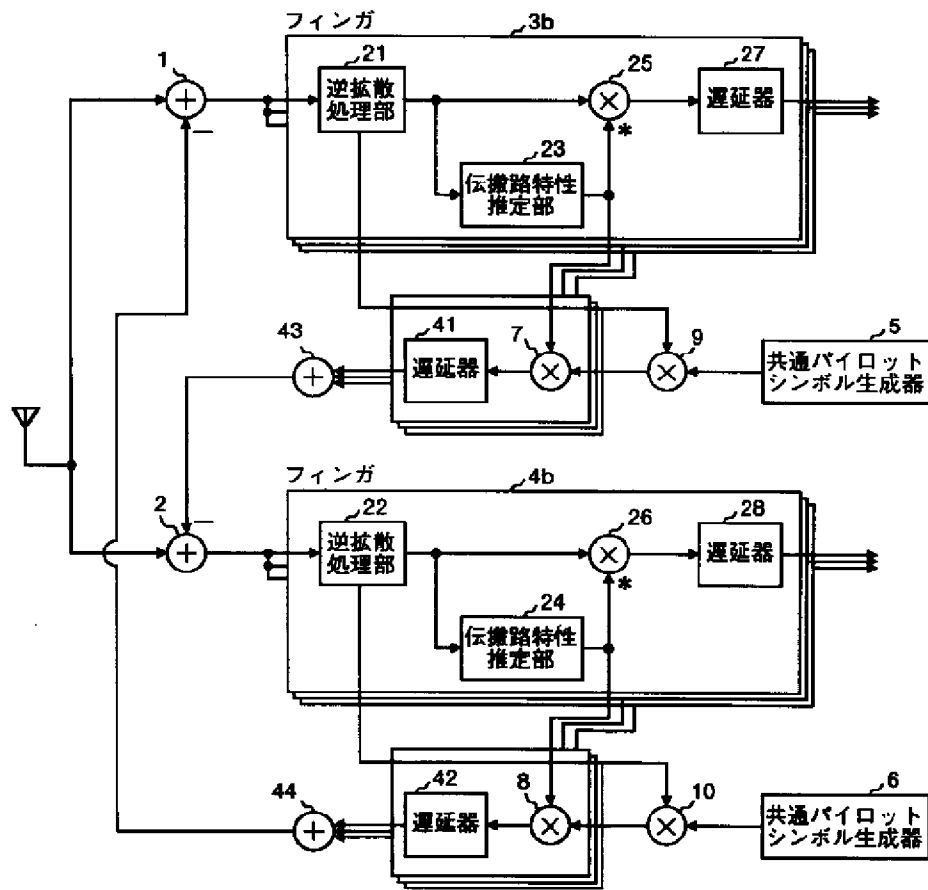
【図5】



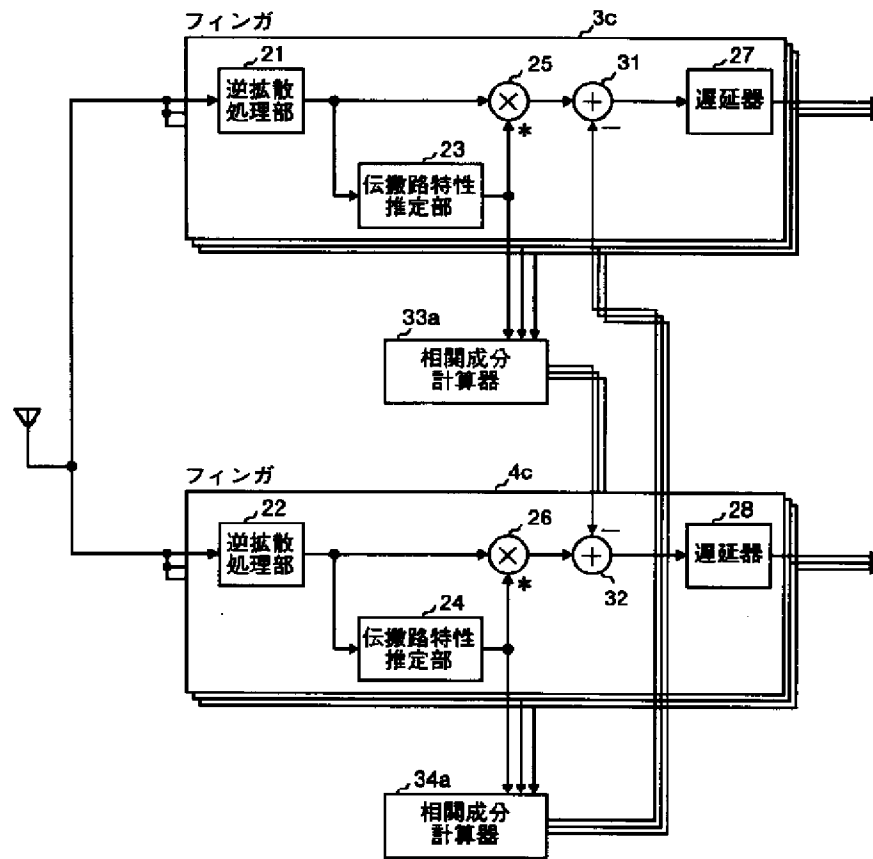
【図2】



【図3】



【図4】



CELLULAR COMMUNICATION SYSTEM AND INFORMATION TRANSMISSION METHOD

Patent number: JP2002111627 (A)

Publication date: 2002-04-12

Inventor(s): WANG ZHAOCHENG; STIRLING-GALLACHER RICHARD; DOELLE THOMAS; BOEHNKE RALF +

Applicant(s): SONY INT EUROP GMBH +

Classification:

- international: H04J11/00; H04L27/26; H04W16/02; H04W16/12; H04W16/24; H04J11/00; H04L27/26; H04W16/00; (IPC1-7): H04J11/00; H04Q7/36

- european: H04L27/26M; H04Q7/36C; H04W16/02; H04W16/12

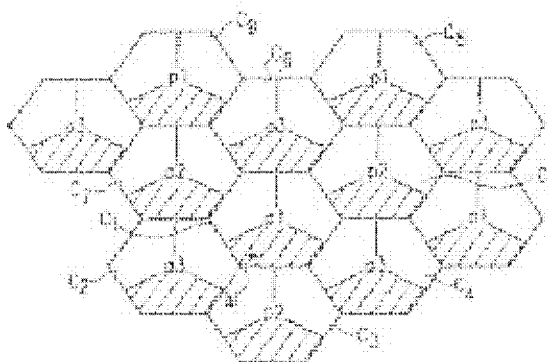
Application number: JP20010233989 20010801

Priority number(s): EP20000116636 20000801

Abstract of JP 2002111627 (A)

Translate this text

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce or inhibit the interference of a pilot data, and to realize an accurate channel estimation having high reliability. **SOLUTION:** A plurality of base stations transmitting information containing data parts and pilot parts, at least one of which is allocated to each cell and which have mutually different frequency reusing coefficients, are installed.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-111627
(P2002-111627A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002. 4. 12)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	データベース* (参考)
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00 Z 5 K 0 2 2
H 0 4 Q	7/36	H 0 4 B	7/26 1 0 5 D 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2001-233989 (P2001-233989)
(22) 出願日 平成13年8月1日 (2001. 8. 1)
(31) 優先権主張番号 0 0 1 1 6 6 3 6. 2
(32) 優先日 平成12年8月1日 (2000. 8. 1)
(33) 優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71) 出願人 598094506
ソニー インターナショナル (ヨーロ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ
ンクテル ハフツング
ドイツ連邦共和国 10/85 ベルリン ケ
ンパーブラッツ 1
(74) 代理人 100067736
弁理士 小池 晃 (外 2 名)

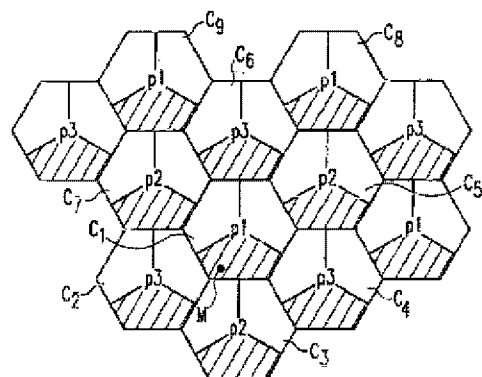
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セラ通信システム及び情報伝送方法

(57) 【要約】

【課題】 パイロットデータの干渉を低減又は抑制し、信頼性が高く正確なチャンネル推定を実現する。

【解決手段】 各セルに少なくとも1つ割り当てられ、互いに周波数再利用係数が異なるデータパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備え、上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とするセルラ通信システム。

【請求項2】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項1記載のセルラ通信システム。

【請求項3】 上記データパートの周波数再利用係数は3であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項1又は2記載のセルラ通信システム。

【請求項4】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、データパートとパイロットパートとを有する情報を上記セルラ通信システムのセル内で伝送し、上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とする情報伝送方法。

【請求項5】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項4記載の情報伝送方法。

【請求項6】 上記データパートの周波数再利用係数は3であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項4又は5記載の情報伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重（OFDM）方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム、及びこのセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信におけるセルラ通信システムは、通信システムの全通信範囲をセルに分割するセルラ方式に基づいて、基地局と移動端末装置の間で情報通信を行うものである。大部分のセルラ通信システムにおいて、各セルは、そのセルの中でそれぞれ稼働する移動端末装置と通信する割り当てられた基地局を備えている。しかしながら、セルラ通信システムにおいて、2つ以上の基地局が各セルに割り当てられることもある。

【0003】現在及び将来の大部分のセルラ無線通信方式は、非常に高いデータレートで無線通信を行う。高いデータレートを提供している典型的な無線通信方式とし

て、直交周波数分割多重（orthogonal frequency division multiplex：以下、OFDMという。）システムが知られている。OFDMシステムでは、全周波数帯域は、それぞれ隣接した周波数サブキャリアが相互に直交する複数の周波数サブキャリアに分割される。これによって、非常に高いデータレートによる無線通信及び動的な周波数の割り当てを実現することができる。

【0004】図3は、通常の無線セルラOFDM通信システムを示す図であり、この無線セルラOFDM通信システムは、複数のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ・・・及び複数の基地局Bを備え、各基地局Bは、複数のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ・・・のいずれかに割り当てられている。各セルの中の各基地局Bは、セル領域の中でそれぞれ稼働中の移動端末装置と通信を行う。

【0005】図3に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、周波数再利用係数（frequency reuse factor）は3、すなわちFRF=3である。この周波数再利用係数は、周波数再利用距離（frequency reuse distance）に関係している。周波数再利用係数が増加すると、周波数再利用距離も増加し、逆に、周波数再利用距離が増加すると、周波数再利用係数も増加する。この関係は、以下のように定義される。

【0006】周波数再利用係数FRF=（（全周波数帯域）／（1セルに割り当てられた周波数帯域））×データパートに対するセル毎のセクタ数

OFDMシステムの全周波数帯域は、3つの周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 に分割されている。例えば、周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 は、それぞれOFDMシステム中で利用可能な全周波数帯域の3分の1である。各セル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 は、3つのセクタに分割されており、各セルにおける各セクタは、周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 を使用する。換言すると、1つのセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 内で、各サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 が使用され、各サブバンドは、各セルの3つのセクタのうちの1つにおいて使用される（FRF=3）。このように、1つのセル中の基地局は、セルの中央に位置し、全ての3つの周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 を制御する。なお、基地局を3つの異なる部分から構成してもよい。この場合、各部分がそれぞれのセクタに対応する周波数サブバンドを制御する。いずれの場合も、基地局内では指向性アンテナが使用され、これにより、基地局がセルの中央に位置している場合、各セクタは、指向性アンテナに基づいて動作し、セルZ内の例えば基地局Bは、各周波数サブバンドにおいて、3つの方向のうちの1つの方向のみに情報を送信する。

【0007】それぞれのセクタへの周波数サブバンドの割当は、隣接するセクタが異なる周波数サブバンドに対応するように設定される。図3に示すように、無線セルラOFDM通信システムは、例えば六角形の形状のセルを有する。各六角形のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 は、3つの

セクタに分割され、各セクタには、それぞれ周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 のうちの1つが割り当てられる。例えばセル Z_1 における周波数サブバンド f_1 が割り当てられたセクタに移動端末装置 M が位置するとする。図3に示す具体例において、周波数サブバンド f_1 は、各セルの図面下側に示すセクタに割り当てられている。このように、移動端末装置 M は、セル Z_1 の基地局 B に割り当てられ、周波数サブバンド f_1 でこの基地局 B と通信するが、アンテナの指向性により、さらに近隣のセル Z_5 、 Z_6 及び Z_7 の基地局 B からの妨害信号を受信することもある。近隣のセルの基地局 B からの同じ周波数帯 f_1 の妨害又は干渉信号は、通信性能及び品質に悪影響を及ぼす。特に、チャンネル推定を行う際、近隣のセルからの干渉は非常に好ましくない。無線セルラ OFDM 通信システムでは、チャンネル推定は、通常、パイロットパターンに基づいて実行される。これらのパイロットパターンは、基地局からそれぞれ移動中の移動端末装置に送信され、移動端末装置は、この受信パイロットパターンに基づいてチャンネル推定を実行する。近隣のセルからの干渉がある状態では、受信パイロットパターンは、干渉によって妨害されるため、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができない。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】図3に示すような無線セルラ OFDM 通信システムは、例えば、米国特許第5867478号に記述されている。この文献は、コヒーレント無線セルラ OFDM 通信システムにおいて、周波数再利用係数3を実現する新しい手法を提案している。この手法では、例えば、近隣のセルからの同一チャンネル干渉 (co-channel interference) の影響を緩和するために、直交ウォルシュ関数 (orthogonal Walsh functions) を使用することにより、信頼できるチャンネル推定を実現している。ところで、基地局と移動端末装置の間で通信された情報は、データパート及びパイロットパートを含む。移動端末装置が受信したパイロットパートは、チャンネル推定のために使用される。全情報、すなわちデータパート及びパイロットパートは、図3に示す3セクタ周波数再利用パターン (three sector frequency reuse pattern) に基づいて送信される。パイロットパターンに関する近隣のセルからの干渉は、パイロットパターンに対してウォルシュコーディングを使用し、周期的に拡張されるガード期間を増加させ、3つの隣接するセル、例えば図3における Z_1 に対する Z_5 、 Z_6 、 Z_7 からのパイロットパターンの直交性を維持することにより回避される。これにより、パイロットパターンの長さは変化し、したがってデータパート及びパイロットパートの両方に割り当てられた全体の帯域幅に対するパイロットパートに割り当てられた帯域幅の比率も変化する。しかしながら、パイロットパートとデータパートのための周波数再利用係数は同じである。データパート及

びパイロットパートは、各セクタの同じ周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 により送信される。さらに、米国5876478号に提案された無線セルラ OFDM システムは、各 OFDM 送信機が共通のソースから供給される基準信号と同期される、同期セルラシステムでしか使用できない。

【0009】そこで、本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであり、コヒーレントデータ復調を行うためにより信頼性の高い正確なチャンネル推定を実現できる直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム及びこのようなセルラ通信システムにおける情報伝送方法を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、本発明に係るセルラ通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムであって、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0011】さらに、上述の目的を達成するために、本発明に係る情報伝送方法は、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、セルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートとを有する。データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0012】このように、本発明によりデータパート及びパイロットパートの再利用係数をそれぞれ相互に独立して自由に選択し、適応させることができ、隣接するセルからの干渉を最小限にするよう伝送構造を選択することができ、これにより、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0013】さらに、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法は、あらゆる無線セルラ OFDM 通信システム、すなわち、同期通信システム及び非同期通信システムのいずれにおいても実現することができる。非同期通信システムは、共通ソースが使用されないシステムであり、このため全セルラシステムを同期通信システムより低コストで構築でき、応用範囲も広い。

【0014】データパートの周波数再利用係数は、パイロットパートの周波数再利用係数より小さくするとよい。周波数再利用係数を大きくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は小さくなるが、隣接するセル間の干渉を抑制することができる。周波数再利用係数を小さくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は大きくなるが、隣接するセル間の干渉も生じやす

くなる。したがって、本発明では、パイロットパートを、データ伝送容量は小さくなるが、隣接するセルからの干渉が少なくなる大きい周波数再利用係数を用いて伝送する。したがって、これらのパイロットパターンに基づいて非常に正確で信頼性の高いチャンネル推定を実行できる。一方、データパターンは、パイロットパートより干渉の影響を受けやすいが、データ伝送容量が大きい周波数再利用係数を用いて伝送される。

【0015】さらに、好ましくは、データパートの周波数再利用係数を3とし、パイロットパートの周波数再利用係数を9とする。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法について、図面を参照して詳細に説明する。

【0017】図1は、本発明を適用したOFDMスキームに基づく無線通信におけるセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。このセルラ通信システムは複数の基地局Bを備え、セルラ通信システムの各セルCには、少なくとも1つの基地局Bが割り当てられている。図1に示す具体例において、単一の基地局Bは、各セルに割り当てられ、各セルは、六角形の形状を有し、例えば、 C_1 に対して C_2, C_3, \dots, C_7 が隣接するように、各セルにつき、通常、6つのセルが隣接する。基地局Bと各セル内で稼働中の各移動端末装置間で通信された情報は、データパートと、移動端末装置がチャンネル推定を行うためのパイロットパートとを有する。図1に示すセルラ通信システムは、それぞれ隣接する周波数サブバンドが互いに直交するように、全周波数帯を複数の周波数サブバンドに分割する直交周波数分割多重通信システムである。

【0018】図1では、本発明に基づくセルラ通信システムにおいて、各基地局Bから送信されたデータパートに対する周波数再利用パターンを示している。各セル C_1, C_2, C_3 は、3つのセクタに分割されている。無線セルラOFDM通信システムの全周波数帯も3つのサブバンドに分割されている。各セルのそれぞれのセクタにおいては、3つのサブバンドのそれぞれ異なる1つを用いてデータ通信が行われる。図1に示す具体例では、各セル C_1, C_2, C_3 のd1として示される図面の下側のセクタには、第1の周波数サブバンドが割り当てられている。各セルの右上に示されるセクタd2には第2の周波数サブバンドが割り当てられており、各セルの左上に示されるセクタd3には第3の周波数サブバンドが割り当てられている。これらの第1、第2及び第3の周波数サブバンドによりOFDMシステムの中で使用される全周波数帯域が構成されている。なお、図1に示す具体例は、基地局Bから送信されるデータパートのみに関するものである。換言すれば、基地局Bと、セル C_1 の第1のセクタd1の中の移動端末装置Mとの間で交換さ

れたデータパートは、第1の周波数サブバンドを用いて送信される。ここで、図1に示す周波数再利用パターンは、データパートのみに有効である。なお、図1に示す周波数再利用パターンは、図3に示す周波数再利用パターンと概ね同様なものである。しかしながら、図1に示すパターンは、データパートの送信のみに関するものであり、一方、図3に示すパターンは、データパート及びパイロットパートの両方の送信に関するものである。

【0019】本発明に基づくパイロットパターンに対する周波数再利用パターンについて、図2を用いて説明する。図2は、図1に示す無線セルラOFDM通信システムのパイロットパートの周波数再利用パターンを示す図である。このシステムにおけるセルの構成は、図1に示すものと概ね同様である。しかしながら、データパートの送信とは異なり、パイロットパターンは、セル全体において、3つの周波数サブバンドのうちの1つの周波数サブバンドのみを用いて送信されている。例えば、セル C_1 では、パイロットパターンは、全ての3つのセクタにわたってp1として示す第1の周波数サブバンドのみにより送信される。また、全ての隣接するセル C_2, C_3, C_7 は、それぞれ異なる周波数サブバンドを用いて、パイロットパターンを送信する。例えば、 C_1 に隣接するセル C_3, C_5, C_7 は、第2の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信し、 C_1 に隣接する他のセル C_2, C_4, C_6 は、第3の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信する。したがって、パイロットパート用の全周波数帯の分割は、データパート用の分割に等しい。

【0020】しかしながら、それぞれのセルへの周波数サブバンドの割付けを定義する周波数再利用パターンは、データパート及びパイロットパート間で異なる。例えば、セル C_1 の基地局は、図面の下側に示すセクタd1には第1の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、右上に示すセクタd2には第2の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、左上に示すセクタd3には第3の周波数サブバンドによりデータパートを送信する。また、同じセル C_1 の基地局Bは、3つの全てのセクタd1、d2、d3において、同じ第1の周波数サブバンドによりパイロットパートを送信する。このように、例えばセル C_1 及び C_8 のようにパイロットパートのために同じ周波数サブバンドを割り当てる2つのセルは互いに少なくとも1つのセル分離れているので、パイロットパートの伝送時における干渉が著しく低減される。

【0021】パイロットパターンについては、セル C_1 に隣接しているセルは、第2及び第3の周波数サブバンドのみを用いてパイロットパート、すなわちエネルギーを伝送する。このように、各セルにおいては、チャンネル推定を、少なくとも干渉が低減された、あるいは干渉が全くない状態において伝送されてきたパイロットパート

に基づいて行うことができる。データパートの伝送については、各セルを3個のセクタに分割して、各セクタに異なる周波数サブバンドを割り当てるので、本発明に基づくシステムのデータパート伝送容量はパイロットパート伝送容量より大きい。したがって、パイロットパートの伝送よりデータパートの伝送において干渉の影響が大きくなりやすいが、例えば、移動端末装置M等の受信端末装置において、コヒーレントOFDM復調を行うための非常に信頼性が高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0022】図1及び図2に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、データパート用の周波数再利用係数は3であり、パイロットパート用の周波数再利用係数は9である。周波数再利用係数は、システムの全周波数帯を分割する周波数サブバンドの数及び1個のセル内で使用される周波数サブバンドの数に基づいて決定される。例えば、図1に示すデータパートの周波数再利用パターンについては、全周波数帯域内の周波数サブバンドの数は3個であり、データパートの伝送のために各セルの中で使用される周波数サブバンドの数は3個である。これにより、周波数再利用係数FRF=3となる。

【0023】一方、図2に示すパイロットパートに対する周波数再利用パターンでは、各セル内で使用される周波数サブバンドは、1つだけであるので、このシステムにおけるパイロットパートに関する周波数再利用係数は、FRF=9となる。

【0024】データパートの周波数再利用係数及びパイロットパートの周波数再利用係数として使用された3及び9の数値は単なる例であり、これら周波数再利用係数は、システムの特定の状態に応じて変更してもよい。

【0025】具体例として図1及び図2に示す無線セル

ラOFDM通信システムのセル構造においては、上述のような周波数再利用係数により、正確なチャンネル推定を実現することができるとともに、データ伝送レートを高く維持することができるため、上述のような周波数再利用係数は効果的である。

【0026】

【発明の効果】以上のように、本発明に係るセルラ通信システムは、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

【0027】また、本発明に係る情報伝送方法では、無線通信におけるセルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートを有し、データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

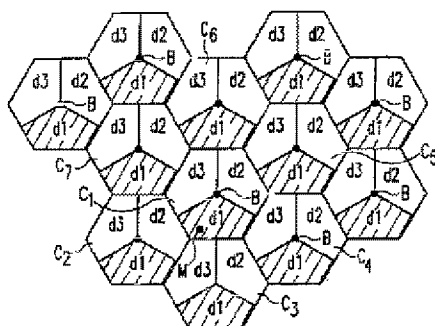
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に基づくセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

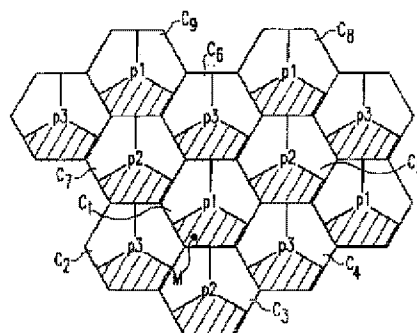
【図2】本発明に基づくセルラ通信システムのパイロットパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

【図3】従来のセルラ通信システムのデータパート及びパイロットパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。

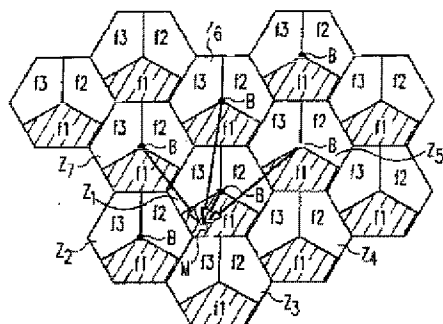
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 ワン、チャオチュン
ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ゥガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスト
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ステアリングーギャラハー、リチャード
ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ゥガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスト
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ドレ、トーマス
ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ゥガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスト
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ボンケ、ラルフ
ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ゥガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスト
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD18
5K067 AA03 CC02 EE10 EE45 EE46
JJ12 JJ13

JP2002-164814A

CORRELATION DETECTOR OF SPREAD SPECTRAM RECEIVER

Date of publication of application : 07.06.2002

Application number : 2000-358189

Applicant : NIPPON SOKEN INC

DENSO CORP

Date of filing : 24.11.2000

Inventor : HATTORI TOSHIHIRO

MORITA HIDEYUKI

SATO TATSUYA

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a correlation output which is immune to frequency changes and is excellent in noise-resistant characteristic.

SOLUTION: In this correlation detector, an inverse spread circuit 10 performs inverse spread digital signals ID, QD using spread codes Ci, Cq, a complex conjugate multiplier 60 determines multiplication signals IV, QV, averaging circuits 70a and 70b vector-average the multiplication signals IV, QV over prescribed symbols, the power value (IX^2+QX^2) is determined by squarers 80a, 80b and an adder 90, a multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ is determined by a coefficient multiplier 100, squarers 30a, 30b determine the power value (IW^2+QW^2) of integral values IW, QW of prescribed symbols together with an adder 40, an averaging circuit 50 determines the average value HD of the power value, and an adder 110 adds the multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ to the average value HD of the power value and outputs the result of as the addition a correlation output.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、前記受信信号を直交検波する直交検波手段（1 a、1 b）と、前記直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（1 0）と、前記逆拡散信号を定常的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段（6 0）と、前記同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（7 0 a、7 0 b）と、前記第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（8 0 a、8 0 b）と、前記逆拡散信号の電力情報を前記所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（3 0 a、3 0 b）と、前記第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（5 0）と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とに応じて、前記相関出力を求める相関算出手段（1 0 0、1 1 0）とを有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【請求項2】 前記相関算出手段は、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（1 0 0）と、前記係数を乗算された前記一方と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、前記相関出力を求める加算手段（1 1 0）とを有することを特徴とする請求項1に記載のスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトラム拡散受信機の相関検出器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】従来、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いた通信方式では、基地局の送信時に、情報信号及びパイロット信号（既知信号）が、拡散コードによってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信されるようにしたものがある。拡散コードとしては、第1及び第2のチャネライゼーションコード（Channelization Code）とスクランブルコード（Scramble Code）とが採用されている。

【0 0 0 3】ここで、情報信号は、第1のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードでスペクトラム拡散されている。また、パイロット信号は、第2のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードによってスペクトラム拡散されている。このよ

うに、基地局から送信される送信信号は、情報信号及びパイロット信号がコード多重化されていることになる。

【0 0 0 4】スクランブルコードは、基地局毎に割り当てられ、第1のチャネライゼーションコードは、通信端末毎に毎に割り当てられている。そして、第2のチャネライゼーションコードとしては、その値が定常的に「1」となるコードが採用されているため、パイロット信号は、実質的に、スクランブルコードだけで、スペクトラム拡散されていることになる。そこで、通信端末は、受信信号のうち、スペクトラム拡散されたパイロット信号を利用してスクランブルコードを検出する。このスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調等の処理に用いられる。

【0 0 0 5】以下、CDMA通信端末の受信機におけるスクランブルコードのコード検出について図5を参照して説明する。図5は受信機の部分回路構成を示す。

【0 0 0 6】図5において、受信した信号 R_x は、準同期検波回路1に入力される。この準同期検波回路1は、受信信号 R_x に対し乗算器1 aにて $\cos(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛け、また、乗算器1 bにて $-\sin(\omega t - \theta f_c(t))$ を掛けて直交検波を行い、さらにローパスフィルタ（LPF）1 c、1 dで、高調波成分を除去することにより、準同期検波信号I、Qを出力する。そして、A/D変換器2 aは、準同期検波信号Iをデジタル信号 I_D に変換し、A/D変換器2 bは、準同期検波信号Qをデジタル信号 Q_D に変換する。デジタル信号 I_D 、 Q_D は、コード検出器3に入力される。

【0 0 0 7】コード検出器3は、スクランブルコードの候補 $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq \text{ (nは自然数)}\}$ のうち、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出する。具体的には、コード検出器3は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 n、及び、最大値判定器3 0 0を有し、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nは、それぞれ、異なるコードと、デジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。例えば、相関検出器3 1は、コード $C1i$ 、 $C1q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力し、相関検出器3 2は、コード $C2i$ 、 $C2q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。そして、相関検出器3 2は、コード Cni 、 Cnq とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。

【0 0 0 8】最大値判定器3 0 0は、予め、相関検出器3 1~3 nで用いた各コード（ $C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 Cnq ）を記憶している。最大値判定器3 0 0は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nの相関出力のうち最大値を求め、上記各コード（ $C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 Cnq ）のうち、上記最大値に対応するコードの識別信号（コードの番号を示す）を出力する。これにより、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードが検出され、この検出されたスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調処理に用いられる。

【0009】次に、相関検出器の詳細について説明する。ここで、相関検出器として、電力型相関検出器と同相型相関検出器といった二種類の相関検出器が有り、先ず、電力型相関検出器について図6を参照して説明する。以下、コード（拡散符号）として、スクランブルコードの候補の1つであるコード（以下、コード C_i 、 C_q という）を採用した例について説明する。電力型相関検出器は、図6に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、及び、平均回路50を有する。

【0010】逆拡散回路10は、デジタル信号 I_D 、 Q_D に、基地局での送信時と同位相で、コード C_i 、 C_q の複素共役信号を複素乗算する。即ち、乗算器11、12、加算器13により、実数部信号 $I_S (= I \cdot C_i + Q \cdot C_q)$ を求めるとともに、乗算器14、15、加算器16により、虚数部信号 $Q_S (= Q \cdot C_i - I \cdot C_q)$ を求める。そして、その他のチャネルと信号等の干渉雑音を除去するために、積分器17、18によって、それぞれ、1シンボル長積分して、逆拡散信号 I_L 、 Q_L を得る。

【0011】ダウンサンプリング器20aは、逆拡散信号の実数部 I_L を1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の実数部の積分値 I_W を得る。ダウンサンプリング器20bは、逆拡散信号の虚数部 Q_L を1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の虚数部の積分値 Q_W を得る。但し、積分値 I_W 、 Q_W は、パイロット信号の復調信号に相当し、当該復調信号は、伝送路中のフェージング、ノイズ等の影響を受けている。また、二乗器30aは、実数部の積分値 I_W を順次二乗して二乗値 I_W^2 を求め、二乗器30bは、虚数部の積分値 Q_W を順次二乗して二乗値 Q_W^2 を求める。

【0012】加算器40は、二乗値 I_W^2 と二乗値 Q_W^2 とを順次加算して加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を求め、平均回路50は、所定シンボル数分の加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を平均しその平均値を相関出力として出力する。換言すれば、所定期間における積分値 I_W 、 Q_W の電力値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ が求められ、この求められた電力値の平均値が相関出力 HD として求められることになる。

【0013】次に、同相型相関検出器の詳細について図7を参照して説明する。先ず、同相型相関検出器は、図7に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、及び、加算器90を有する。但し、図7に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、図6に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、各々、同一である。

【0014】先ず、複素共役乗算器60には、ダウンサ

ンプリング器20aの積分値 I_W 、ダウンサンプリング器20bの積分値 Q_W 、及び、パイロット信号 D_p 、 D_q が入力される。複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W に、パイロット信号 D_p 、 D_q の複素共役信号を複素乗算する。すなわち、乗算器61、62、加算器63により、実数部信号 $I_V (= I_W \cdot D_i + Q_W \cdot D_q)$ を求めるとともに、乗算器64、65、加算器66により、虚数部信号 $Q_V (= Q_W \cdot D_i - I_W \cdot D_q)$ を求める。なお、以下、実数部信号 I_V 及び虚数部信号 Q_V を、乗算信号 I_V 、 Q_V という。

【0015】ここで、積分値 I_W 、 Q_W は、上述の如く、パイロット信号の復調信号に相当し、複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W に、パイロット信号 D_p 、 D_q の複素共役信号を複素乗算することにより、1シンボル毎に同相となる乗算信号 I_V 、 Q_V を得ることになる。すなわち、複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W （或いは、逆拡散信号 I_L 、 Q_L ）を、定常的に同一の位相となる乗算信号 I_V 、 Q_V （同相信号）に変換する変換手段の役割を果たす。具体的には、 I/Q 平面上にて、乗算信号 I_V 、 Q_V は、第1象限と第4象限との境界を成す I 軸（実軸）軸上に位置することになる。但し、乗算信号 I_V 、 Q_V は、伝送路中のフェージング、ノイズ、位相変動等の影響を受けているため、乗算信号 I_V 、 Q_V は、シンボル毎に位相の「ばらつき」を有する。

【0016】平均回路70aは、所定シンボル数分の乗算信号 I_V を平均し平均値 I_X を求め、平均回路70bは、所定シンボル数分の乗算信号 Q_V を平均し平均値 Q_X を求める。このことにより、平均回路70a、70bは、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定期間に亘りベクトル平均することになる。換言すれば、平均回路70a、70bは、複素共役乗算器60とともに、逆拡散信号 I_L 、 Q_L （或いは、積分値 I_W 、 Q_W ）を、同相で、所定期間に亘りベクトル平均することになる。さらに、二乗器80aは、平均値 I_X を二乗して二乗値 I_X^2 を求め、二乗器80bは、平均値 Q_X を二乗して二乗値 Q_X^2 を求める。加算器90は、二乗値 I_X^2 と二乗値 Q_X^2 とを加算して加算値 $(I_X^2 + Q_X^2)$ を相関出力として出力する。

【0017】ここで、ノイズの位相はランダムに現れるため、上述の如く、平均回路70a、70bによって、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定期間に亘りベクトル平均することにより、所定期間における乗算信号 I_V 、 Q_V のうち、ノイズ成分を相殺することができる。従って、同相型相関検出器の相関出力のうちノイズ成分を取り除き、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えうる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、CDMA通信端末においては、電源ON直後に、その発振器の発振周波数と基地局の発振器の発振周波数との同期タイミン

グを検出する同期検出回路が採用され、発振器は、上記同期タイミングに基づき発振する。発振器は、寒暖差（温度変化）等の環境変化等によって、周波数変動を起こすため、CDMA通信端末では、上記周波数変動を抑制するように発振器を制御するAFC回路（自動周波数制御回路）が採用されている。

【0019】すなわち、CDMA通信端末では、電源ON直後に、同期検出回路が作動し、その後、AFC回路が作動を開始し、発振器の発振に基づいて各種処理が行われる。しかし、CDMA通信端末において、同期検出回路の作動開始後で、且つ、AFC回路の作動開始前に、上述したスクランブルコードの検出処理を行う場合、相関検出器は、周波数変動に関わらず、相関出力の精度を所定以上に保つ必要がある。

【0020】ここで、同相型相関検出器では、複素共役乗算器60は、上述の如く、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWを、1シンボル毎に、同相になるように位相回転するものの、周波数変動によって、積分値IW、QWがそのシンボル毎に位相変動を生じるとき、乗算信号IV、QVは、1シンボル毎に、同相にならず、位相の「ばらつき」が生じることになる。このような乗算信号IV、QVを、所定シンボル数分、ベクトル平均すると、mシンボル目の乗算信号IV、QVと、nシンボル目の乗算信号IV、QVとが打ち消され、相関出力（ $IX^2 + QX^2$ ）が、その真の相関出力に比べて、極めて小さくなって、零に近い値になり得る。すなわち、同相型相関検出器では、周波数変動によって、相関出力の精度が極めて劣化することがある。

【0021】これに対して、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。ここで、相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値（ $IW^2 + QW^2$ ）の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。しかし、電力型相関検出器では、積分値IW、QWのうちノイズ成分を含んだ状態で、電力値（ $IW^2 + QW^2$ ）、ひいては、相関出力HDが求められるため、ノイズ成分が大きいときには、相関出力の精度が劣化することがある。

【0022】本発明は、上記点に鑑み、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れたスペクトラム拡散受信機の相関検出器を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明においては、受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、受信信号を直交検波する直交検波手段（1a、1b）と、直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（10）と、逆拡散信号を定常的に同一位

相となる同相信号に変換する変換手段（60）と、同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（70a、70b）と、第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（80a、80b）と、逆拡散信号の電力情報を所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（30a、30b）と、第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（50）と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とに応じて相関出力を求める相関算出手段（100、110）とを有することを特徴とする。

【0024】ここで、同相信号にノイズが含まれるとき、第1の平均手段によって、ノイズを有する同相信号を、所定期間に亘りベクトル平均すると、同相信号のノイズが相殺されるため、ノイズによる第1平均手段の出力精度の劣化、ひいては、ノイズによる第1の電力算出手段の電力情報の精度の劣化を抑えうる。さらに、周波数変動によって、逆拡散信号の位相は変動するものの、逆拡散信号の振幅は変動しないため、周波数変動による第2の電力算出手段の出力の精度の劣化を抑えうるため、周波数変動による第2の平均手段の出力の精度の劣化を抑えることができる。このような第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力との双方に応じて、相関出力を求めるため、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れた相関出力を得ることができる。

【0025】具体的には、請求項2に記載の発明のように、相関算出手段は、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（100）と、係数を乗算された前記一方と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力のうち他方を加算することにより、相関出力を求める加算手段（110）とを有するようにしてもよい。

【0026】因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する一実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

【0027】

【発明の実施の形態】図1に、本発明に係るCDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の一実施形態を示す。図1は、CDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の回路構成を示す。図1に示すように、複合型相関検出器は、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、平均回路50、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、加算器90、係数乗算器100、及び、加算器110を有する。但し、図1中、図4に示す同一符号のものは、同一物を示し、図1中、図5に示す同一符号のものは、同一物を示す。このように、本実施形態の複合型相関検出器は、電力型相関検出器と同相型検出器とを組み合わせた構成になっている。

【0028】先ず、係数乗算器100には、同相型相関

検出器の加算器90からの相関出力(IX^2+QX^2)が入力される。係数乗算器100は、加算器90からの相関出力(IX^2+QX^2)に係数Kを乗算し乗算結果 $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ を求める。加算器110には、係数乗算器100の乗算結果 $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ と、電力型相関検出器の平均回路50からの相関出力HDとが入力されて、加算器110は、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ と平均回路50からの相関出力HDとを加算して複合型相関出力を求める。

【0029】ここで、同相型相関検出器では、上述の如く、乗算信号IV、QVを所定期間に亘りベクトル平均すると、所定期間における乗算信号IV、QVのうち、ノイズ成分を相殺することができるため、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えることができる。一方、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値(IW^2+QW^2)の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。

【0030】そこで、同相型相関検出器の相関出力(IX^2+QX^2)を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算することにより、複合型相関出力を求めるため、周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた複合型相関出力を得ることができる。さらに、スクランブルコードの検出にあたり、複合型相関検出器を用いることにより、高精度のコード検出を行うことができる。

【0031】以下、図5の中の相関検出器31~3nの各々に対して、図1に示す複合型相関検出器を適用して、スクランブルコードを検出するシュミレーションをした例について図2を参照して説明する。図2中の横軸は、CDMA通信端末の発振器と、基地局の発振器との周波数のずれ(ppm)を示し、縦軸は、スクランブルコードの検出確率を示す。本シュミレーションにおいては、静特性で、且つ、 E_b/M_0 (ノイズ特性)は-4dbである。累積加算数としては、パイロット信号(CPICH)の10シンボル(1スロット)が採用されている。

【0032】なお、静特性とは、フェージング、ドップラシフトが無く、ガウス雑音だけが存在する状態である。また、累積加算数は、平均回路70a、70b、50で平均処理にて用いられたシンボル数を示し、係数乗算器100の係数Kとしては「1」が採用されている($K=1$)。図2に示すように、約0.1ppm~約0.6ppmの周波数のずれがあるときには、複合型相関器(電力+同相)の方が、同相型相関検出器及び電力型相関検出器の双方に比べて、スクランブルコードの検

出確率が高いことが分かる。

【0033】さらに、上記実施形態では、複合型相関検出器としては、図1に示すように、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器(DOWN)20a、20bを採用した例について説明したが、これに限らず、図3に示すように、両ダウンサンプリング器(DOWN)20aとしては、各々、同一の役割を果たすため、両ダウンサンプリング器20aのうち一方だけを採用し、両ダウンサンプリング器20bのうち一方だけを採用するようにしてもよい。これに加えて、両逆拡散回路10は、各々、同一の役割を果たすので、両逆拡散回路10のうち一方だけを採用するようにしてもよい。以上により、図3に示す複合型相関検出器では、逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bを共通利用していることになるため、回路構成を簡素化できる。

【0034】さらに、スクランブルコード等の各種相関検出の処理にあたり、図5に示すコード検出器3に代えて、図4に示すコード検出器3Aを採用して、デジタル信号 I_D 、 Q_D と、スクランブルコードの候補 $\{C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 $Cnq\}$ とを時分割的に相関検出を求めるようにしてもよい。すなわち、図4に示すように、1つの相関検出器400を採用して、相関検出器410に、スクランブルコードの候補を種類毎に一定期間(例えば、10シンボル(1スロット))を入力する。これにより、相関検出器3は、時分割で、スクランブルコードの候補を種類毎に相関出力を求め、この求められた各相関出力は、メモリ420に記憶され、最大値判定420は、メモリ420から各相関出力を読み出し、図5に示す最大値判定器300と同様に、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出しその識別信号を出力する。

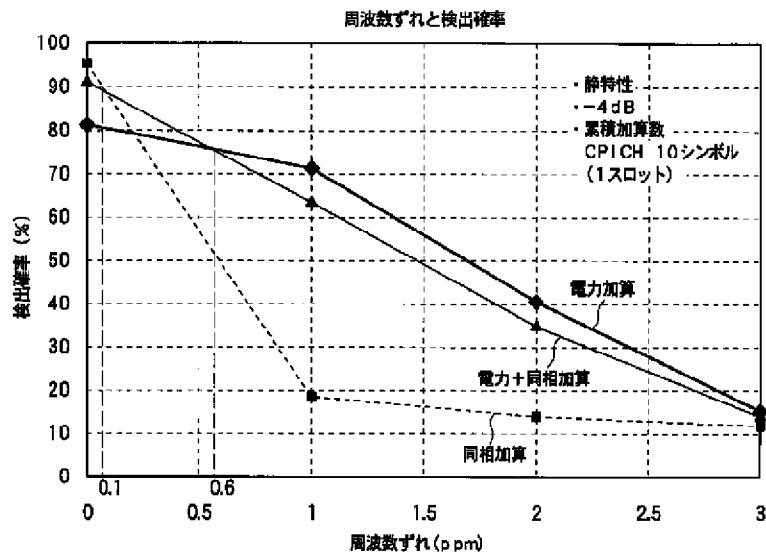
【0035】さらに、上記実施形態では、逆拡散回路10の逆拡散信号IL、QLの電力情報として、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの電力値(IW^2+QW^2)を採用した例について説明したが、これに限らず、積分値IW、QWの振幅(IW^2+QW^2)^{1/2}を採用し、所定シンボル数分における積分値IW、QWの振幅(IW^2+QW^2)^{1/2}の平均値を、相関検出HDとして求めるようにしてもよい。この場合、加算器90の加算値(IX^2+QX^2)に代えて、平均値IX、QXの振幅(IX^2+QX^2)^{1/2}を採用するようにしておく。

【0036】さらに、上記実施形態では、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との複合型相関出力を求めるにあたり、同相型相関検出器の相関出力(IX^2+QX^2)を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算する例について説明したが、これに限らず、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方に応じ

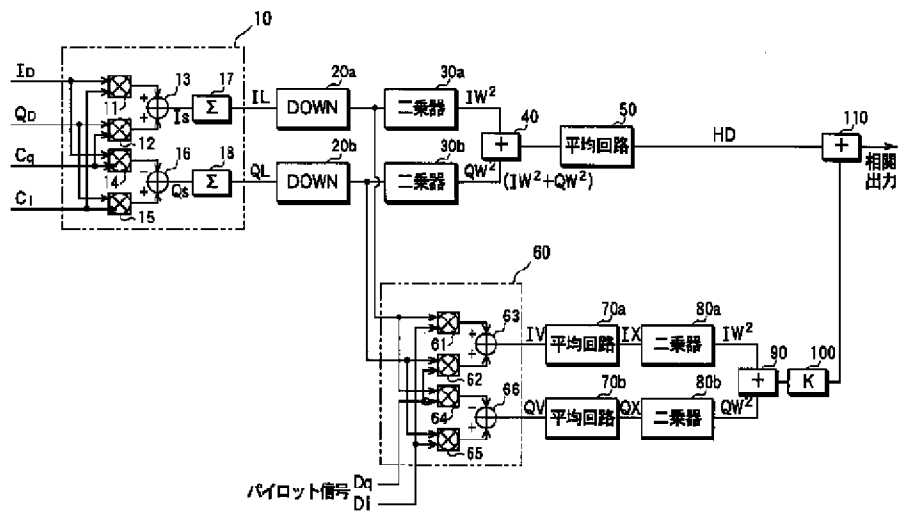
【図2】 上記複合型相関器を採用してスクランブルコー

100…逆拡散回路、40…加算器、50…平均回路、60…複素共役乗算器、70a、70b…平均回路、80a、80b…二乗器、90…加算器、100…係数乗算器、110…加算器。

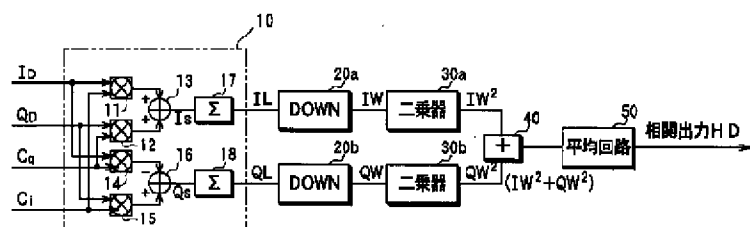
【図 2】



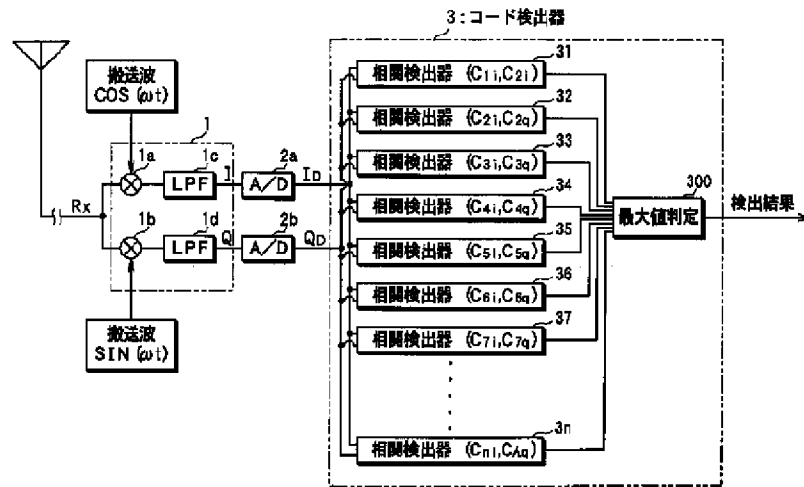
【図 3】



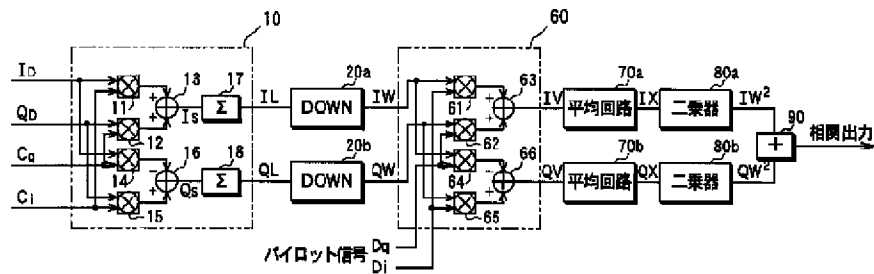
【図 6】



【図 5】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 盛田 英之
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会
社日本自動車部品総合研究所内

(72)発明者 佐藤 龍哉
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31
5K052 AA01 AA12 BB02 BB15 CC06
DD04 EE17 FF32 GG19 GG20
GG45

JP2002-204217A

SPREAD CODE ALLOCATING METHOD, SIGNAL TRANSMITTING METHOD, SIGNAL RECEIVING METHOD, TRANSMITTING DEVICE, RECEIVING DEVICE, AND RECORDING MEDIUM OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

Date of publication of application : 19.07.2002

Application number : 2001-341105

Applicant : NTT DOCOMO INC

Date of filing : 06.11.2001

Inventor : HANADA YUKIKO

HIGUCHI KENICHI

ABETA SADAYUKI

SAWAHASHI MAMORU

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To efficiently use a spread code for a downlink of a mobile communication system using a multi-carrier CDMA system.

SOLUTION: An information symbol is multiplied by a short code and further multiplied by a long code. An information symbol series is copied as many times as symbols equal to the series length of the short code by information symbols and arranged on a frequency axis. Then the arranged information symbol series on the frequency axis is multiplied by the short code. Further, the information symbol series on the frequency axis multiplied by the series length N is multiplied by the long code.

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ターミナル* (参考)
H 0 4 J 13/04		H 0 4 J 13/00	G 5 K 0 2 2
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 有 請求項の数19 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2001-341105 (P2001-341105)	(71) 出願人	392026693 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(22) 出願日	平成13年11月6日 (2001.11.6)	(72) 発明者	花田 由紀子 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株 式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(31) 優先権主張番号	特願2000-337993 (P2000-337993)	(72) 発明者	樋口 健一 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株 式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(32) 優先日	平成12年11月6日 (2000.11.6)	(74) 代理人	100083806 弁理士 三好 秀和 (外3名)
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

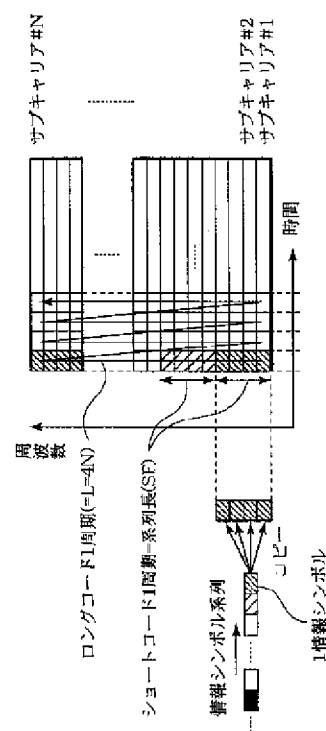
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受

(57) 【要約】 信装置および記録媒体

【課題】 マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に使用すること。

【解決手段】 情報シンボルにショートコードを乗算し、さらにロングコードで乗算する。情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分コピーされ、周波数軸上に並べられる。そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、周波数軸上にある系列長Nの乗算された情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、

1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、

1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、

を有することを特徴とする移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法。

【請求項2】 移动通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、(a)送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、(b)周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、(c)前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、

を有することを特徴とする信号送信方法。

【請求項3】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項4】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分まとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項5】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショ

ートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項6】 移动通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、(a)無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、(b)前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することを特徴とする信号受信方法。

【請求項7】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項6記載の信号受信方法。

【請求項8】 移动通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することを特徴とする送信装置。

【請求項9】 前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項8記載の送信装置。

【請求項10】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分まとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項8記載の送信装置。

【請求項 1 1】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に 1 または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 8 記載の送信装置。

【請求項 1 2】 移动通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置であって、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する受信部と、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める逆拡散部と、を有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 3】 前記逆拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 1 2 記載の受信装置。

【請求項 1 4】 コンピュータを、移动通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置として機能させるためのコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる第一のコンピュータプログラムコードと、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1 つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと 1 つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する第三のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体。

【請求項 1 5】 前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一

つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 1 4 記載の記録媒体。

【請求項 1 6】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分にまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 1 4 記載の記録媒体。

【請求項 1 7】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に 1 または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 1 4 に記載の記録媒体。

【請求項 1 8】 コンピュータを、移动通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置として機能させるコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する第一のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体。

【請求項 1 9】 前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 1 8 記載の記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリア C

DMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置および記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】従来から、通信者毎に割り当てられた拡散符号を用いて各通信者の識別を行うことにより、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行う符号分割多元接続(CDMA)方式が知られている。IMT-2000と呼ばれる次世代移動通信方式では、無線アクセス方式として拡散帯域が5MHz以上の広帯域直接拡散(DS)-CDMA方式(以下、「W-CDMA方式」という)が採用されている。

【0003】このW-CDMA方式の下りリンクでは、無線基地局において通信者毎に割り当てられた拡散符号であって、情報シンボル周期と同じ繰り返し周期を有するショートコードを使用して各通信者の識別を行う。一方、無線移動局ではショートコードに比べて繰り返し周期が非常に長いロングコードを用いることにより各無線基地局の識別を行っている。

【0004】図1は、基地局間非同期システムおよび基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図である。W-CDMA方式は、図1(a)に示すように、時間同期のための外部システムを必要としない基地局間非同期システムを採用しており、ロングコードレイヤ100ではセル104、106および108をそれぞれカバーする無線基地局を識別するために、無線基地局毎に異なるロングコード#0、#1および#2を用いる。なお、ロングコードは、他セルからの信号を雑音化するという意味でスクランブルコードとも呼ばれている。

【0005】一方、W-CDMA方式と同様にIMT-2000の候補として米国で提案されたcdma2000方式あるいは従来のIS-95では、図1(b)に示すように、基地局間同期システムを実現しており、GPS116等を使用することによりロングコードレイヤ102において無線基地局110、112および114は全て共通の時間基準を有している。このシステムでは、異なるタイミングシフト#0'、#1'、#2'を与えた同一種類のロングコードを用いて無線基地局の識別を行う。

【0006】そして、IMT-2000以降の移動通信システムの無線アクセス方式として、マルチキャリアDS-SS-CDMA方式やマルチキャリアCDMA方式といった、マルチキャリアを用いて信号を伝送する方法が検討されている。ここで、マルチキャリアCDMA方式とは、情報シンボルをコピーしたものを周波数軸上に並べて、その周波数軸上で拡散符号との乗算を行い、複数のサブキャリアを使用して信号を伝送する伝送方式である。このマルチキャリアCDMA方式では、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて同時に通信を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、これまでのマルチキャリアCDMA方式に関する検討は、リンクレベルでの性能評価やタイミングおよび周波数同期の検討を中心として行われていた。マルチキャリアCDMA方式においても、通信者毎に割り当てられた拡散符号を使用して通信者の識別を行うことについては従来のDS-SS-CDMA方式と同様であるにもかかわらず、従来は拡散符号の効率的な割り当て方法について検討がなされていなかった。

【0008】また、マルチキャリアCDMA方式を移動通信方式に用いる場合には、W-CDMA方式と同様に、無線基地局の識別を行う必要があるにもかかわらず、その検討が行われていないという問題があった。

【0009】本発明は、このような問題に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、移動通信方式にマルチキャリアCDMA方式を採用した場合に、拡散符号を効率的に使用することができる移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置、および記録媒体を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、本発明は、無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、を有することを特徴とする移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法を提供する。

【0011】さらに、本発明は、移動通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、(a)送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、(b)周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、(c)前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、を有することを特

徴とする信号送信方法を提供する。

【0012】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一と、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0013】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0014】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0015】さらに、本発明は、移动通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、（a）無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、（b）前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することを特徴とする信号受信方法を提供する。

【0016】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一と、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0017】さらに、本発明は、移动通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期

を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することを特徴とする送信装置を提供する。

【0018】また、本発明では、前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一と、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0019】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0020】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0021】さらに、本発明は、移动通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置であって、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する受信部と、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める逆拡散部と、を有することを特徴とする受信装置を提供する。

【0022】また、本発明では、前記逆拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一と、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0023】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置として機能させるためのコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる第一のコンピュータプログラムコードと、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する第三のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0024】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0025】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分にもとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0026】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0027】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置として機能させるコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信

された拡散情報シンボル系列を受信する第一のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0028】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0029】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照し、本発明の実施形態について詳細に説明する。なお、以下の説明において、「ショートコード」とは、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するコードであり、「ロングコード」とは、1つの前記情報シンボルを複製した数と比較して繰り返し周期が長いコードである。

【0030】本実施形態において、無線基地局によって送信される情報シンボル系列には、短周期拡散符号（ショートコード）群の中の1つと、各無線基地局に1つ以上割り当てられた長周期拡散符号（ロングコード）群のうちの1つが乗算される。

【0031】図2は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図である。

【0032】図2（a）に示す例では、ショートコードレイヤ201において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、無線基地局204、206および208の全てにおいて共通のものを使用する。

【0033】また、ロングコードレイヤ200において無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に1個ずつ異なったものを割り当てており、無線セル204についてロングコード#0を、無線セル206に対しロングコード#1を、無線セル208に対しロングコード#2をそれぞれ割り当てている。

【0034】図2（b）に示す例では、ショートコードレイヤ203において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、全ての無線基地局210、212および214において共通のものを使用している。また、ロングコードレイヤ202において、無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に2個ずつ異なったものを割り当てており、無線セル210についてロングコード#0および#1を、無線セル212について#2および#3を、無線セル214につ

いてロングコード# 4および# 5をそれぞれ割り当てている。

【0035】このように、マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムにおいて、異なるロングコードを各基地局に割り当てることにより、前記地局で共通のショートコード群を用いることができ、拡散符号を効率的に用いることができる。

【0036】また、全基地局において同一の周波数を用いることができる（周波数繰返しが実現できる）。

【0037】図3は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局において信号を送信する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の一例を示す図である。

【0038】図3の例では、ショートコードの系列長SFは4であり、ロングコードの系列長Lはサブキャリア数Nの4倍、すなわち $L = 4N$ である。ここで、系列長とは拡散符号の繰返し周期と同義である。また、Nは自然数である。

【0039】ショートコードの系列長SFが4の場合、N個のサブキャリアにおいて、 N/SF （ $=N/4$ ）個の情報シンボルがパラレル（同時）に送信される。

【0040】 N/SF （ $=N/4$ ）個の情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分（図3に示す例では、4個分）コピーされ、周波数軸上に並べられる。

【0041】そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、乗算されて系列長Nとなった周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。

【0042】なお、図3の例では、ショートコードを乗算する際、各情報シンボルをコピーした後、周波数軸方向に並べ、ショートコードを乗算することとしているが、各情報シンボルをショートコードで拡散した後に、ロングコードを乗算し、ロングコードが乗算された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順、または「各情報シンボルをショートコードおよびロングコードの積で拡散した後に、拡散された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順を用いても良い。

【0043】図3に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、情報シンボル系列を複製して周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた情報シンボルに対しロングコードとショートコードを乗算し、複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する方法が実現できる。

【0044】これにより、マルチキャリアCDMA方式において、従来のショートコードのみによる拡散に加えて、ロングコードを乗算することにより拡散符号の効率的な割り当てが可能となる。

【0045】図4は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局において

信号を送信する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の他の例を示す図である。

【0046】図4（a）は、ロングコードの系列長Lが、サブキャリア数Nの3倍、すなわち $L = 3N$ となっている場合における拡散符号の乗算の例である。図4（a）に示す例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の3系列分に亘ってまとめて、ロングコードの乗算を行っている。

【0047】図4（b）は、ロングコードの系列長Lがサブキャリア数Nの5.5倍、すなわち $L = 5.5N$ の場合における拡散符号の乗算の例である。この例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列5系列分と6系列目のサブキャリア $\#N/2$ までに亘ってまとめてロングコードの乗算を行い、次いで同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の6系列目のサブキャリア $\#N/2 + 1$ とそれに続く情報シンボル系列5系列分までに亘ってまとめて再びロングコードの乗算を行っている。

【0048】マルチキャリアCDMA方式では、逆拡散・コヒーレント復調を行う際に、サブキャリア毎のチャネル推定値が必要となる。このチャネル推定値導出のためには、サブキャリア毎に時間方向へのパイロットシンボルの平均化が必要であるため、ロングコードの拡散パターンを時間方向に基地局ごとに異なったものにする必要がある。図4に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、これを実現することができる。

【0049】図5は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局を送信する際の、情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図である。図5に示す例では、ロングコードの系列長Lは、サブキャリア数Nに等しい値を用いる。

【0050】図5（a）は、周波数方向にロングコードの乗算を行う際、時間軸方向の異なる情報シンボル系列に乗算するロングコードの各々を順次直前のものから周波数方向に1チップ、すなわち複製された情報シンボルの1個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0051】図5（b）は、周波数方向に2チップ、すなわち情報シンボル2個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0052】このように、図5の例に示すような拡散符号の乗算法を用いることによって、周波数軸方向だけではなく、時間軸方向にもロングコードが乗算された形態となる。そのため、各サブキャリアにおけるチャネル推定を行うためにパイロットシンボルを時間方向に積分する際、各セルからの信号を区別でき、結果としてより高精度にチャネル推定を行うことが可能となる。

【0053】図6は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、（無線基地局に設けられる）送信装置の一構成例を示し、図7は、これに対応する（移動局に設けられ

る)受信装置の一構成例を示す。

【0054】図6の送信装置は、送信データを生成する送信データ発生部11と、送信データを符号化する符号化器12と、符号化された送信データを変調するデータ変調部13と、符号化され変調された送信データをパイロットシンボルと多重化する多重部14と、多重部14の出力に直並列変換を施す直並列変換部15と、直並列変換部15の各出力をコピーするコピー16と、ショートコードを生成するショートコード生成器17と、コピー16の出力に対しショートコードを乗算する複数の乗算器18と、乗算器18の出力を合成する合成器20と、ロングコードを生成するロングコード生成器21と、合成器20の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器22と、乗算器22から出力されるN個のサブキャリアにIFFT (Inverse Fast Fourier Transform) またはIDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 処理を施すIFFT (IDFT) 回路23と、IFFT (IDFT) 回路23の出力にGI (Guard Interval) を挿入するGI挿入部24からなる。

【0055】図6の構成において送信データ発生部11と、符号化器12と、データ変調部13と、多重部14と、直並列変換部15と、コピー16と、ショートコード生成器17と、乗算器18を含んだ部分10は複数組設けられる。

【0056】図7の受信装置は、受信信号中のシンボルタイミングを検出するシンボルタイミング検出部31と、受信信号からGIを除去するGI除去部32と、GI除去部32の出力にFFT (Fast Fourier Transform) 処理を施すFFT回路33と、チャネル推定を行うチャネル推定部34と、FFT回路33の出力に対しチャネル推定部34の出力を乗算する複数の乗算器35と、ロングコードを生成するロングコード生成器36と、乗算器35の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器37と、ショートコードを生成するショートコード生成器38と、乗算器37の出力の各ショートコード系列長SF分に対しショートコードを乗算する複数の乗算器39と、乗算器39の出力の各ショートコード系列長SF分を加算する加算器40と、加算器40の出力に並直列変換を施す並直列変換部41と、並直列変換部41の出力を復調するデータ復調部42と、データ復調部42の出力を復号して復元データを求める復号器43からなる。

【0057】図8は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、(無線基地局に設けられる)送信装置の他の構成例を示し、図9は、これに対応する(移動局に設けられる)受信装置の他の構成例を示す。図8、図9において、図6、図7と同様の構成要素には同一の参照符号を付してある。

【0058】図8の送信装置は、図6の構成の乗算器2

2の代わりに、ショートコード生成器17の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器19をショートコード生成器17と乗算器18の間に設けた点が図6と異なる。

【0059】図9の受信装置は、図7の構成の乗算器37の代わりに、ショートコード生成器38の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器44をショートコード生成器38と乗算器39の間に設けた点が図7と異なる。

【0060】図6の送信装置は、図10に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0061】まず、送信データ発生部11から入力された送信データ系列を符号化器12で符号化し、データ変調部13で変調する。そして、符号化され変調された送信データ系列にパイロットシンボルを多重部14で多重化し、直並列変換器15で直並列変換される(ステップS1)。直並列変換されたN/SF個の情報シンボルの系列の各情報シンボルは、コピー16でショートコードの系列長(チップ長)と等しいシンボル数分コピーされ、これらのコピーが周波数軸上に並べられて、第一の情報シンボル系列が得られる(ステップS2)。

【0062】次に、周波数軸上に並べられた第一の情報シンボル系列に対し、乗算器18でショートコードが乗算されて、第二の情報シンボル系列が得られる(ステップS3)。

【0063】次に、周波数軸上のショートコードが乗算された系列長Nの第二の情報シンボル系列が合成部20で合成され、合成された第二の情報シンボル系列に対し、乗算器22でロングコードが乗算されて、第三の情報シンボル系列が得られる(ステップS4)。

【0064】次に、ロングコードが乗算された系列長Nの第三の情報シンボル系列をIFFT回路23とGI挿入部24に入力して、N個のサブキャリアを有する直交マルチキャリア信号が得られる。これらの直交マルチキャリア信号が複数のキャリアを用いて送信される(ステップS5)。

【0065】図8の送信装置を用いる場合には、ステップS3とS4が統合、されて第一の情報シンボル系列に対してショートコードとロングコードの積が乗算されることになる。

【0066】図7の受信装置は、図11に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0067】まず、シンボルタイミング検出部31でシンボルタイミング(FFTタイミング)が検出され、GI除去部32でGIを除去し、得られた信号をFFT回路33でサブキャリア成分に分離する(ステップS11)。そして、チャネル推定部34で各サブキャリアのチャネル変動値を推定し、乗算器35でチャネル変動を補償する(ステップS12)。

【0068】次に、各サブキャリアにおけるチャネル変

動を補償されたシンボルに対し、乗算器37でロングコードをサブキャリア方向に乗算し（ステップS13）、ロングコードが乗算されたシンボルに対し、乗算器39で対応するショートコードをサブキャリア方向に乗算する（ステップS14）。そして、ショートコードの系列長（チップ長）SF個分のシンボルが加算器40で加算されて、逆拡散されたシンボルが得られる（ステップS15）。

【0069】次に、逆拡散されたシンボルは並直列変換器41で並直列変換され（ステップS16）、得られた信号がデータ復調部42で復調され復号器43で復号されて、復元データが得られる（ステップS17）。

【0070】図9の受信装置を用いる場合には、ステップS13とS14が統合されて、チャンネル変動補償された各サブキャリアのシンボルに対してショートコードとロングコードの積が乗算されることになる。

【0071】図6や図8の送信装置および図7や図9の受信装置において、ロングコード生成器はロングコードを様々な方法で生成することができる。

【0072】例えば、図4に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出す。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成する。

【0073】同様に、図5に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出し、読み出したロングコードをシフト器でシフトさせる。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成し、生成したロングコードをシフト器でシフトさせる。

【0074】なお、上述した実施形態における送信装置の処理手順や受信装置の処理手順をプログラムとして例えばCDやFDなどの記録媒体に記録して、この記録媒体をコンピュータシステムに組み込んだり、または記録媒体に記録されたプログラムを通信回線を介してコンピュータシステムにダウンロードしたり、または記録媒体からインストールし、該プログラムでコンピュータシステムを作動させることにより、信号送信方法や信号受信方法を実施する装置として機能させることができる。

【0075】また、本発明は、上述した実施形態に限定されるものではなく、その技術的範囲において種々変形

して実施することができる。

【0076】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムでは、ユーザを識別するためのユーザ識別コード（拡散符号）に加え、セルを識別するためのセル固有のロングコードで二重に拡散する。具体的には、サブキャリア数と等しいかそれより長い繰返し周期を有するロングコードを使用する。

【0077】またロングコードを周波数方向にシフトさせて乗算することにより、周波数方向のみでなく、時間方向にもロングコードの乗算を実現することができ、これにより、各サブキャリアにおけるチャンネル推定のために行なうパイロットシンボルの時間方向への積分において、各セルからの信号を区別することができるようになる。

【0078】従って、本発明によれば、マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に割り当てることができる。

【0079】また、情報シンボル系列を周波数軸方向に拡散するマルチキャリアCDMA方式において、チャンネル推定精度を向上できるとともに、無線基地局の識別が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】基地局間非同期システム、基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図。

【図2】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図。

【図3】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の一例を示す図。

【図4】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図5】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図6】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の一構成例を示すブロック図。

【図7】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける移動局での受信装置の一構成例を示すブロック図。

【図8】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図9】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける移動局での受信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図10】図6または図8に示す送信装置による信号送信の処理手順を示すフローチャート。

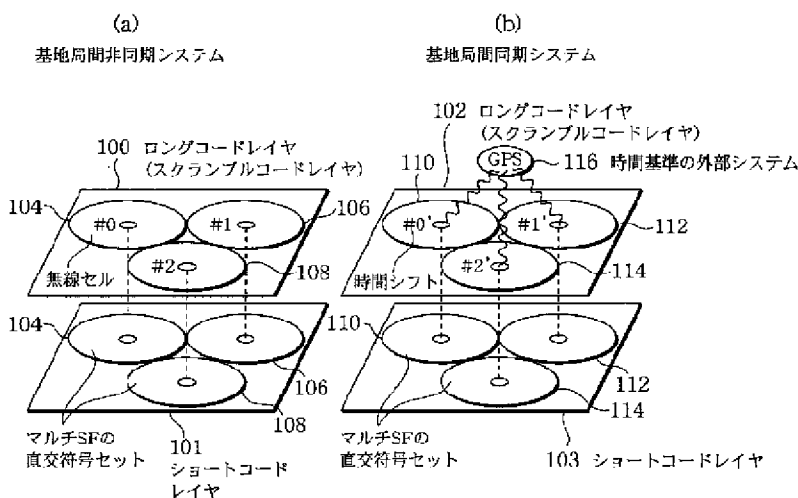
【図11】図7または図9に示す受信装置による信号受信の処理手順を示すフローチャート。

【符号の説明】

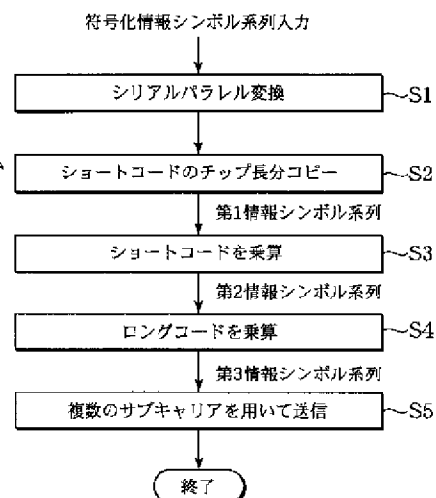
100, 102, 200, 202 ロングコードレイヤ
101, 103, 201, 203 ショートコードレイヤ
104, 106, 108, 110, 112, 114, 204, 206, 208, 210, 212, 214 無線セル
11 送信データ発生部
12 符号化器
13 データ変調部

14 多重部
15 直並列変換部
16 コピー
17, 38 ショートコード生成器
18, 19, 22, 35, 37, 39, 44 乗算器
20 合成器
21, 36 ロングコード生成器
23 IFFT (IDFT) 回路
24 GI挿入部
31 シンボルタイミング検出部
32 GI除去部
33 FFT回路
34 チャンネル推定部
40 加算器
41 並直列変換部
42 データ復調部
43 復号器

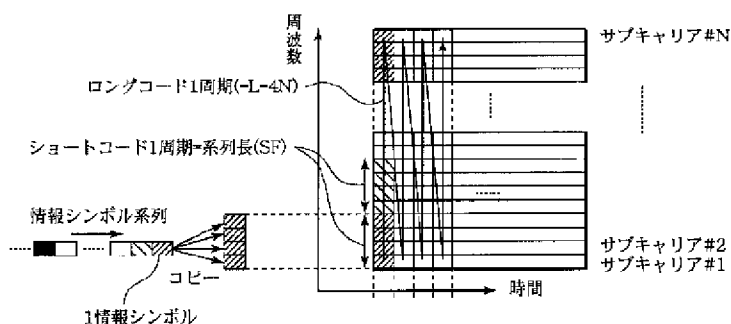
【図1】



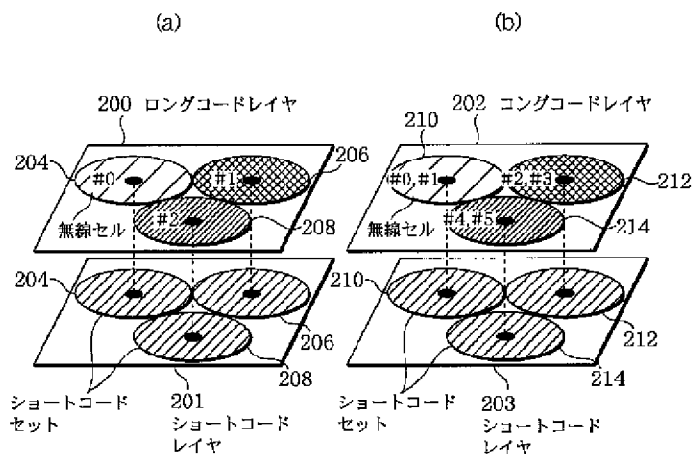
【図10】



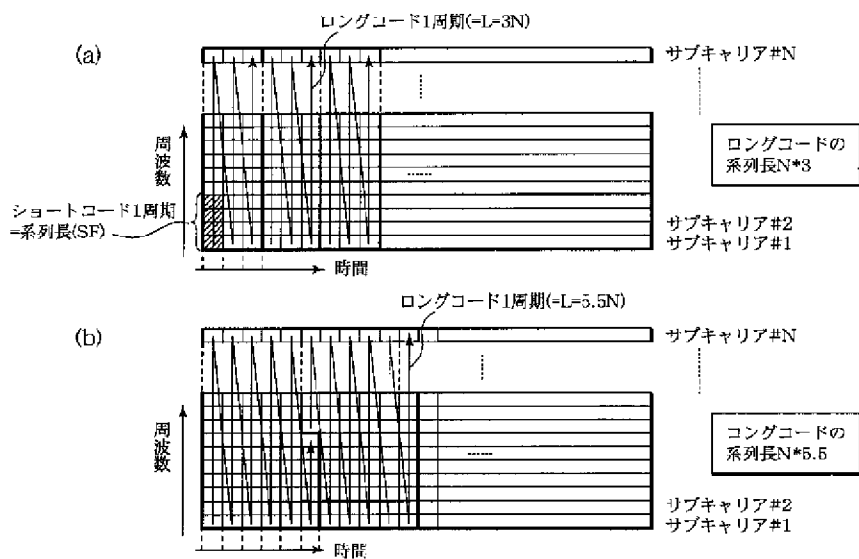
【図3】



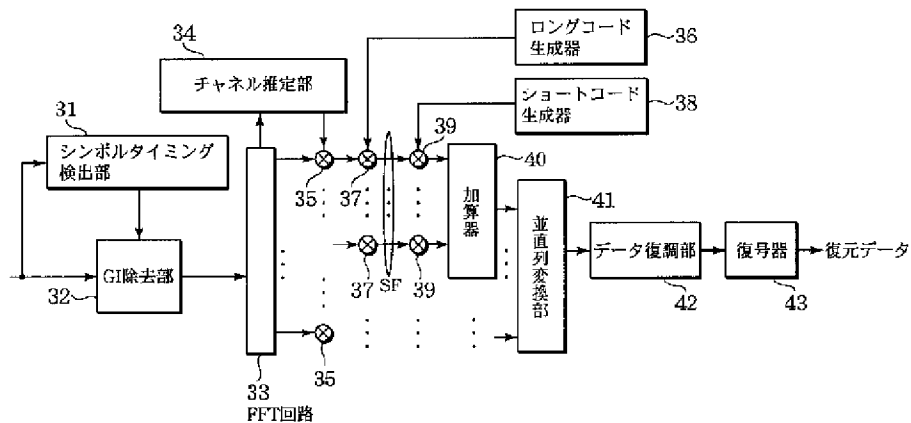
【図2】



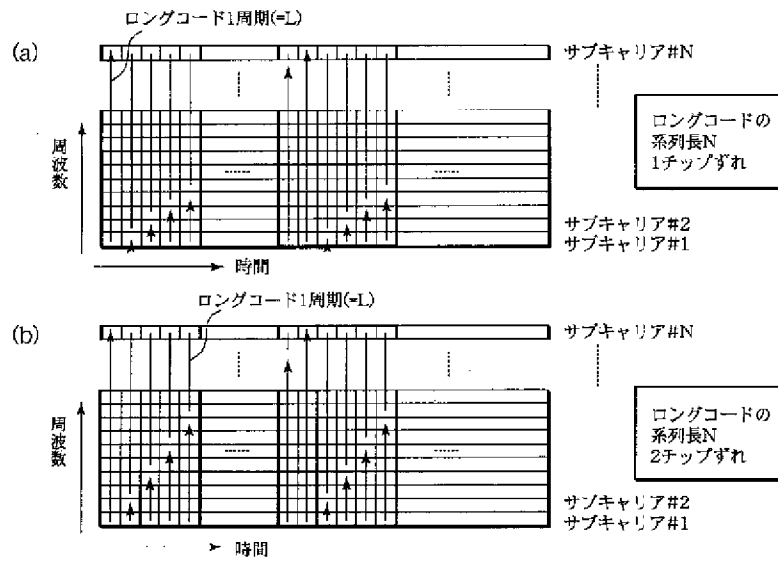
【図4】



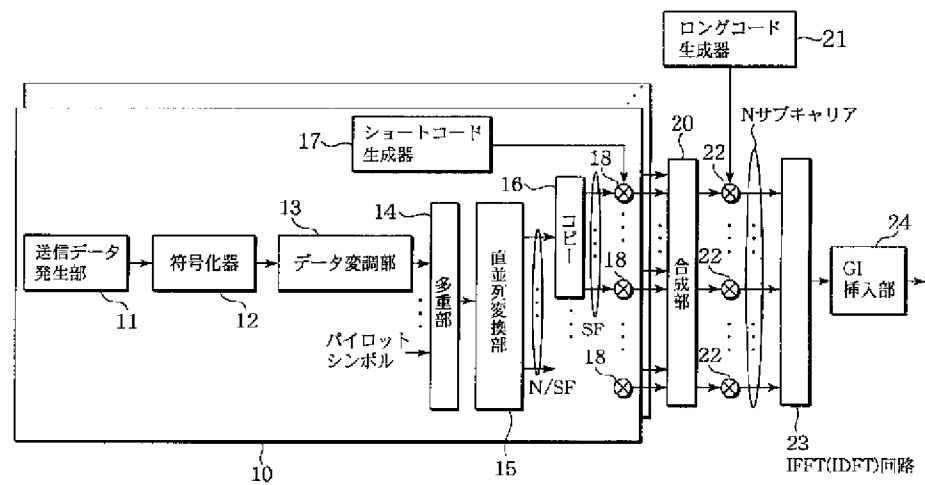
【図7】



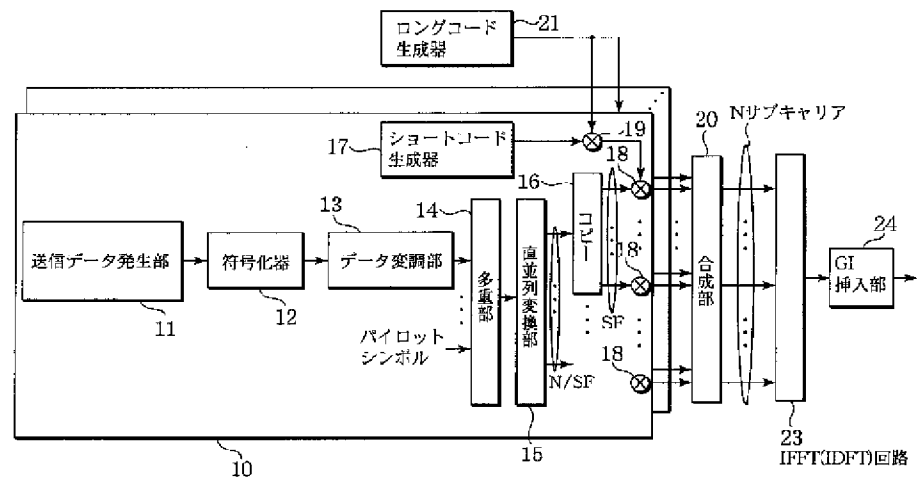
【図5】



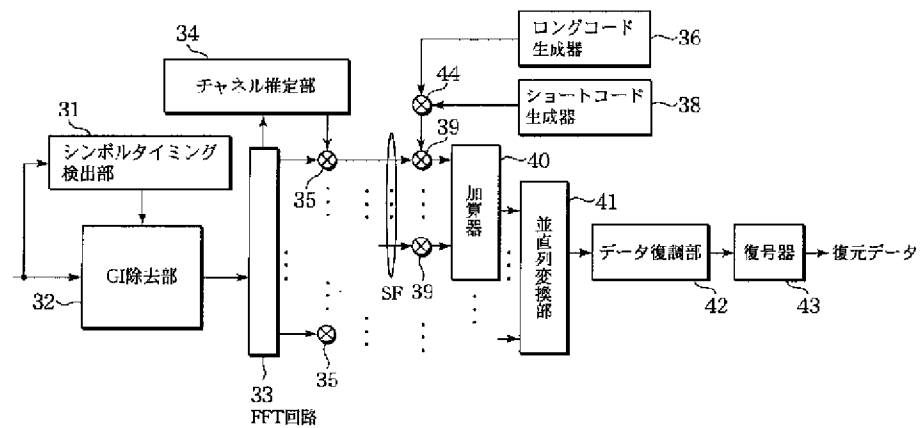
【図6】



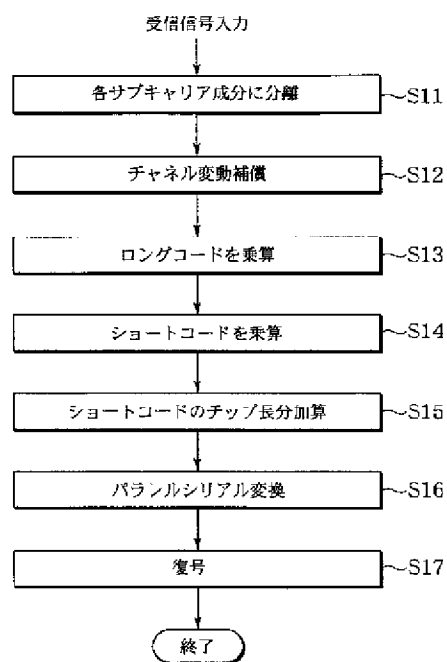
【図8】



【図9】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 安部田 貞行

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 佐和橋 衛

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE11 EE21 EE31

5K067 CC10 DD17 DD19 EE02 EE10

HH21 HH36

JP2003504941A

DATA RATE DETECTION DEVICE AND METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

A data rate detecting device detects a data rate for a received signal based on a variation of the energy for the respective received signals between the two adjacent intervals upon failure to receive information about the data rate, and performs channel decoding of the detected data rate information. First, the data rate detecting device divides an interval defined as between a lowest and highest one of a plurality of given data rates into m discriminating intervals. Then, the device calculates a difference between an average energy of received signals up to an i 'th discriminating interval and an average energy of received signals for an $(i+1)$ 'th discriminating interval, wherein i is an integer is less than m . If the difference between the average energies is greater than or equal to a threshold value, the device determines that the received signal in the $(i+1)$ 'th discriminating interval is transmitted at a data rate corresponding to the i 'th discriminating interval.

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード* (参考)

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 B 5 K 0 2 2

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A 5 K 0 6 7

審査請求 有 予備審査請求 未請求(全 24 頁)

(21)出願番号 特願2001-509182(P2001-509182)

(86)(22)出願日 平成12年7月8日(2000.7.8)

(85)翻訳文提出日 平成13年3月2日(2001.3.2)

(86)国際出願番号 P C T / K R 0 0 / 0 0 7 4 0

(87)国際公開番号 W O 0 1 / 0 0 5 0 6 7

(87)国際公開日 平成13年1月18日(2001.1.18)

(31)優先権主張番号 1 9 9 9 / 2 8 3 2 1

(32)優先日 平成11年7月8日(1999.7.8)

(33)優先権主張国 韓国 (K R)

(71)出願人 サムスン エレクトロニクス カンパニー
リミテッド大韓民国 キュンギード スオン市 パル
ダルーク マエタンードン 416

(72)発明者 ペオン・ジョ・キム

大韓民国・キョンギード・463-500・ソン
ナム・シ・ブンタン・グ・クミードン・ム
ジガエマエウル・#201

(72)発明者 ミン・ゴ・キム

大韓民国・キョンギード・442-470・スウ
オン・シ・パルタル・グ・ヨウントニード
ン・973-3

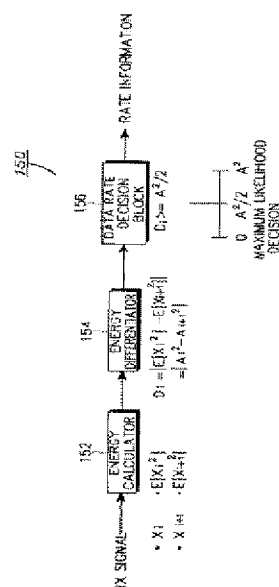
(74)代理人 弁理士 志賀 正武 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 移動通信システムにおけるデータレート検出装置及び方法

(57)【要約】

データレート検出装置は、データレートに関する情報を受信できなかった場合、隣接する2つの区間での各受信信号に対するエネルギーの変化量に従って受信信号のデータレートを検出し、その検出されたデータレート情報のチャンネル復号化の動作を遂行する。まず、データレート検出装置は、予め設定された複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を m 個の区分区間に分ける。その後、 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの間の差分値を計算する。もしも、平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、 i 番目区分区間に対応するデータレートで前記 $(i+1)$ 番目区分区間での受信信号が伝送されることを判断する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 予め設定された複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を m (ここで、 m は整数)個の区分区間に分けるステップと、

前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの差分値を計算し、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいと同じであるとき、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートで前記 $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号が伝送されることを判断するステップと

を含むことを特徴とする移动通信システムにおけるデータレート検出方法。

【請求項2】 前記しきい値が前記 i 番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル(A)であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項1記載の前記方法。

【請求項3】 所定の複数のデータレートの中の一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を m 個の区分区間に分けて、前記 m は整数である移动通信システムにおけるデータレート検出装置において、

前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとを計算するエネルギー計算器と、

前記 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと前記 $(i+1)$ 番目区分区間における平均エネルギーとの間の差分値を計算するエネルギー差分器と、

前記エネルギー差分器で計算された平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいとき、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートを前記 $(i+1)$ 番目区分区間で受信信号に対するデータレートとして決定するデータレート決定器とを含むことを特徴とする前記装置。

【請求項4】 前記しきい値が前記 i 番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル(A)であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項3記載の前記装置。

【請求項5】 可変的にサービス可能な複数のデータレートに対する情報を以前に基地局が移動局に提供し、前記移動局が前記複数のデータレートのうちの

いずれか1つのデータレートを受信信号に対するデータレートとして検出する移動通信システムにおけるデータレート検出方法において、

(a) 前記複数のデータレートのうちの一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を m (ここで、 m は整数)個の区分区間に分けるステップと、

(b) 前記 m 個の区分区間のうち、最初区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(c) 前記最初区分区間の次の第2区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(d) 前記ステップ(b)及び(c)から求められた平均エネルギー間の差分値を計算するステップと、

(e) 前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記第2区分区間における受信信号が前記最初区分区間における受信信号に対応するデータレートで伝送されることを推定するステップと、または、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記最初区分区間を次の区分区間として設定するステップと

を含み、前記差分値がしきい値を超過するときまで、前記設定された区分区間までの受信信号に対する前記ステップ(b)乃至ステップ(e)を反復的に遂行することを特徴とする前記方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信システムに対してチャンネル信号受信装置及び方法に関し、特に、受信信号のデータレートを検出する装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般的に、符号分割多重接続 (Code Division Multiple Access; 以下、“CDMAシステム”と称する) 移動通信システムは、音声の主とする従来の移動通信規格から発展し、音声のみならず高速データの伝送が可能なIMT-2000規格に発展してきた。前記IMT-2000規格では、高品質の音声、動画像、及びインターネット検索などのサービスが可能である。前記CDMA移動通信システムで移動局と基地局との間に提供された通信リンクは、一般的に、基地局から端末機へ向く順方向リンク(DL; Down link)と、反対に移動局から基地局へ向く逆方向リンク(UL; Up link)とから区別される。

【0003】

順方向リンクまたは逆方向リンクへ音声やデータを伝送する場合、これらのデータレート(Data Rate)は、サービスの種類に従って一定時間、例えば10msecごと動的に変動されられる。このとき、データレートに関する情報が一般的に受信器へ伝送されて復号のとき利用される。しかし、実質的に、受信器がデータレートに関する情報を受信できなかった場合、前記受信器は、送信器から送信された受信信号のレートを分析することによって検出しなければならない。前記受信器が受信信号からデータレートを検出できない場合に遂行される前記のような手続きは、いわゆる、“ブラインドレート検出(BRD; Blind Rate Detection)”と呼ばれる。

【0004】

下記では、順方向エラー訂正(FEC; Forward Error Correction)のために畳み込みコード(Convolutional Code)を使用して音声を送信する場合に遂行される従来技術に従うBRD動作が説明される。

まず、受信器(すなわち、移動局)が送信器(すなわち、基地局)をサービスするために使用する音声データのデータレートの集合が $R=\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ と仮定する。前記データレートの集合は、レートが増加する順に並べられている。送信器で報告された実際データレート R_a を検出するために、受信器は、一番低いデータレート R_1 からデータに対するビタビ復号化(Viterbi decoding)を遂行した後、CRC(Cyclic Redundancy Codes)を検査する。もしも、 R_1 に対するCRC検査の結果が良好な状態(“good”)であると、 $R_a=R_1$ である確率が非常に高いので、 R_a は R_1 になるように実際送信されたデータレートとして判定される。これと異なり、 R_a に対するCRC検査の結果が不良の状態(“bad”)であると、受信器は、次のデータレート R_2 までの追加的なデータに対して、すなわち、データレート(R_2-R_1)でビタビ復号化を遂行してCRCを検査する。このとき、BRD動作の誤り(False alarm)確率を減少させる方法として、受信器は、CRC検査の以外に追加的にビタビ復号化のための内部メトリック(metric)を検査する方法がある。

【0005】

前述したように、受信器は、畳み込み符号化された音声データのレートを検出するために優先的にビタビ復号を遂行し、その後、CRC検査を行うことによって、BRD動作を遂行するようになる。しかし、このようなBRD動作をターボコード(Turbo Code)を使用してデータを伝送する場合も、そのまま適用することは容易でない。その理由は、ターボ復号化器(Turbo Decoder)は、ビタビ復号化器とは異なり、内部ターボデインターリーバー(internal turbo de-interleaver)を含んでおり、このとき、デインターリーバーの種類はデータレートごと異なるからである。具体的に言えば、所定のデータレートでのCRC検査の結果が不良の場合、ターボ復号化器は、次のデータレートに対するCRCを検査するために、一番目データレートからデータ復号化過程を反復しなければならない。反面に、ビタビ復号化器は、ただ、次のデータレートまでの追加的なデータを読み込んだ後、前記読み込んだデータに対する復号化を遂行すればよい。BRD動作がターボ復号化器に不適な他の理由は、通常ターボ復号化の動作が反復的(iterative)に行われ、このとき、1つのデータレートでの最大反復復号の数は、一般

的に8～12程度になるからであり、これに従って復号器の複雑度を増加させ、すべてのデータレートに対するCRC検査のために反復復号化が遂行されるとき、かなり長い遅延時間を必要とする。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、移动通信システムでデータレートに関する情報を受信できなかったとき、受信信号からデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明の他の目的は、ターボ符号化されたデータレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

【0007】

本発明のまた他の目的は、畳み込み符号化またはターボ符号化されたデータを伝送する間、受信されないデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明のさらに他の目的は、データレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する動作の複雑度を減少させる装置及び方法を提供することにある。

【0008】

前記のような目的を達成するために、本発明は、データレートに対する情報を受信できなかった場合、隣接する2つの区間での各受信信号に対するエネルギーの変化量に従って受信信号のデータレートを検出し、前記検出されたデータレート情報のチャンネル復号化の動作を遂行するデータレート検出装置を提供する。

本発明に従うデータレート検出装置は、まず、所定の複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を m 個の区分区間に分ける。その後、前記装置は、前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの間の差分値を計算する。もしも、平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じであ

る場合、前記装置は、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートで前記 $(i + 1)$ 番目区分区間での受信信号が伝送されることを判断する。

【0009】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に従う好適な実施形態を添付図面を参照しつつ詳細に説明する。下記説明において、関連した公知機能または構成に対する具体的な説明が本発明の要旨をぼやかさないようにするために詳細な説明は省略する。

【0010】

図1は、本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムにおける移動局受信器の復号器の構成を示す概略的なブロック図である。本発明は、UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)、CDMA 2000 などのようなCDMA移動通信システムに適用される。

【0011】

図1を参照すると、デインターリーパー110は、受信信号をデインターリーピングしてデインターリーピングされた信号(シンボル) X_k を生成する。不連続伝送(DTX: Discontinuous Transmission)ビット抽出器120は、前記デインターリーピングされた信号 X_k から移動通信システムの不連続伝送モードのとき、基地局が送信した不連続伝送モードを示すビットを抽出する。データレート検出器150は、前記デインターリーパー110によってデインターリーピングされた受信信号(シンボル) X_k の可変データレートを検出し、結果的に、データレートに関する情報を受信できない場合受信されたデータのレートを検出する。前記データレート検出器150は、隣接する2つの区間における各受信信号に対するエネルギーの変化量を検出し、その検出結果に従って受信信号のデータレートを検出する。前記データレート検出器150によって検出されたデータレートに関する情報は、前記レート整合器130及びチャンネル復号器140へ提供される。レート整合器130は、デインターリーピングされたシンボルを受信して穿孔(puncturing)の逆過程であるシンボル挿入(symbol insertion)及び反復(repetition)の逆過程であるシンボル結合(symbol combining)を遂行してレートマッチング(Rate matching)されたシンボルを生成する。チャンネル復号器(channel de

coder) 140は、前記レート整合器130から出力されるレートマッチングされたシンボルを復号化する。このようなチャンネル復号器140は、畳み込み復号化器(Convolutional decoder)またはターボ復号化器で具現される。前記レート整合器130及びチャンネル復号器140は、前記データレート検出器150から提供されるデータレート情報を利用してレートマッチング動作及びチャンネル復号化動作を遂行する。

【0012】

図2は、図1に示したデータレート検出器150によって遂行された本発明に従うデータレート検出動作を説明するための図である。

まず、図2に示すように、移動局の受信器で受信されるシンボル数が時間に従って R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、及び R_5 の順序で可変されたと仮定する。各区間(例えば、毎10msec)別にシンボル数が可変されたことは、結局、データレートが可変されたことを意味する。従って、下記でシンボル数とデータレートが混用されて使用されても、これらは、実質的に同一なものを意味するという事実に留意しなければならない。

【0013】

図2は、基地局の送信器が区間1～4ではデータを正確に伝送するが、区間4～5ではデータが伝送できない場合を示す。区間1～4で伝送されたデータシンボルは、図1に示したデインターリーパー110によってデインターリーピングされた後、DTXビット抽出器120の内部に備えられたバッファに貯蔵される。前記区間4～5で、基地局送信器は、不連続伝送モードで不連続ビット(DTX bits)を伝送する。このような不連続的な伝送区間で、基地局送信器は、送信電力をオフさせ、実際、前記区間では、AWGN(Additive White Gaussian Noise)のみが存在する。そこで、不連続シンボルが伝送された区間5でデータレートは R_4 である。このように、本発明は、実質的にデータの伝送のない区間のように、データレートに対する情報が伝送されない区間でデータが存在するか否かを把握することにより、結果的に、データレートを検出することを基本的な原理とする。

【0014】

本発明に従ってデータレートを検出する原理をより具体的に説明すると、次のようである。

説明の便宜のために、2つのデータレート R_1 及び R_2 が存在すると仮定する。このような場合、データレートに関する情報の受信なく、信号がデータレート R_1 または R_2 のどちらかによって伝送されるかを判断するために、下記数式を利用して計算される。ビット位置1からビット位置 R_1 まで受信された信号を X_1 とし、ビット位置 (R_1+1) からビット位置 R_2 まで受信された信号を X_2 とすると、各信号 X_1 及び X_2 は下記数式1で表現される。

(数式1)

$$X_1 = A_1 \times a_1 + n_1$$

$$X_2 = A_2 \times a_2 + n_2$$

【0015】

数式1で、 A_1 及び A_2 は、基地局送信器から送信されて移動局受信器へ受信された信号の送信電力レベルを示し、信号が存在する場合は A となり、DTXの場合は“0”となる。 a_1 及び a_2 は、レーリーランダム変数(Rayleigh Random Variable)として、確率関数 $p(a_1) = 2 \times a_1 \times \exp(-a_1^2)$ 、または $p(a_2) = 2 \times a_2 \times \exp(-a_2^2)$ を有する。 n_1 及び n_2 はAWGNランダム変数として、平均“0”及び分散(Variance) σ^2 を有する。もしも、伝送チャンネルの雑音分散が σ^2 と仮定すると、受信信号の区間別エネルギー(電力)は、下記数式2のように計算される。

(数式2)

$$E\{X_1^2\} = A_1^2 + \sigma^2$$

$$E\{X_2^2\} = A_2^2 + \sigma^2$$

【0016】

前記各受信信号 X_1 のエネルギー $E\{X_1^2\}$ 及び X_2 のエネルギー $E\{X_2^2\}$ を差分した結果 D_1 は、下記数式3のようになる。

(数式3)

$$D_1 = |E\{X_1^2\} - E\{X_2^2\}| = |A_1^2 - A_2^2|$$

【0017】

前記数式3で、 $A_1^2=A_2^2$ であれば、受信信号 X_1 及び X_2 に対するエネルギーの差分結果 D_1 は“0”になる。これとは異なり、データが伝送されないDTXの場合、 $A_2^2=0$ であれば、受信信号 X_1 及び X_2 のそれぞれに対するエネルギーの差分結果 D_1 は、“ A_1^2 ”になる。すなわち、 R_2 が実際伝送されたデータレートであると、 D_1 はほとんど“0”になり、 R_1 が実際伝送されたデータレートであると D_1 はほとんど“ A_1^2 ”になる。

【0018】

前述した数式において、レーリーランダム変数の確率関数 $p(a_1)$ 及び $p(a_2)$ に無関係に、2次確率特性である平均偏差 σ^2 のみ分かれば、前記数式の適用が可能であろう。もちろん、このようなランダム変数が時間的に可変(time varying)でないと仮定した場合である。参考に、各受信信号の区間別エネルギーが測定できると、受信信号のエネルギーの差分結果 $D_1=|E\{X_1^2\}-E\{X_2^2\}|$ が容易に測定できる。前記 D_1 を得るために一番重要な変数は、平均エネルギー値を得るための十分なデータの累積であるといえる。最小データレート R_1 が32kbpsの場合、すなわち、全体10msecフレーム区間で伝送されたデータが320ビット以上の場合に正確なデータレートが判断できる。

【0019】

前述したようなデータレート検出動作を一般化すると次のようである。

まず、サービス可能なデータレートの集合を増加する順に並べ、これを $R=\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ と仮定する。このようなサービス可能なデータレートに関する情報は、呼設定(call setup)のとき、基地局が移動局へ提供するいわゆるTFS (Transport Format Set)と呼ばれる情報として、移動局に与えられる情報である。このように、 n 個の複数のデータレートに関する情報が与えられると、一番大きいデータレート R_n によって1つの区間が割り当てられ、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによっても $(n-1)$ 個の区間が割り当てられる。前記一番大きいデータレート R_n によって割り当てられる区間との差別化のために、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによって定められる区間を区分区間であると定義できる。このとき、各区分区間での受信信号のデータレートの検出が可能である。一例として、 i 番目区分区間まで

の受信信号の平均エネルギーを求め、 $(i+1)$ 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーを求めた後、求められた平均エネルギーを減算して、前記減算結果値と予め設定されたしきい値とを比較することにより、 $(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートが検出できる。

【0020】

$(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートを検出する動作を説明すると、下記のようなものである。 i 番目区間まで受信された信号を X_i と仮定するとき、前記受信信号 X_i は下記数式4のように定義される。

(数式4)

$$X_i = A_i \times a_i + n_i$$

【0021】

前記数式4で、 A_i は、基地局送信器の送信電力レベルとして、信号が存在する場合は $\pm A$ であり、信号が存在しないDTXの場合は“0”になる。上から定義したように、 a_i 及び n_i のそれぞれは、レーリーランダム変数及びAWGNランダム変数を示す。式3を適用すると、1からnまですべての i に対して下記式5のような判断条件を下すことができる。下記数式5は、 i 番目区間まで受信された信号を X_i とし、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間まで受信された信号を X_{i+1} であると仮定するとき、各受信信号に対するエネルギー $E\{X_i^2\}$ 及び $E\{X_{i+1}^2\}$ の差分結果を示す。

(数式5)

$$D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}| = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$$

【0022】

前記数式5で、 $(i+1)$ 番目区間までデータが継続して伝送される場合、すなわち、 $A_i^2 = A_{i+1}^2$ であれば D_i は“0”になる。これとは異なり、 i 番目区間まではデータが伝送されたが、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間までデータが伝送されないDTXの場合、すなわち、 $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、 D_i は“ A_i^2 ”になる。従って、不連続伝送DTXが行われる間、すなわち $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、最初のインデックス i を探した後、このときの R_i を基地局送信器が伝送した実際データレートと判断できる。

【0023】

図3は、図1に示した本発明に従うデータレート検出器150の構成を示す概略的なブロック図であって、前記データレート検出器150は、エネルギー計算器152、エネルギー差分器(Energy Differentiator)154、及びデータレート決定器(Data Rate Decision Block)156とから構成される。

【0024】

図3を参照すると、エネルギー計算器152は、 i 番目区間までの受信信号 X_i に対してエネルギー E_i を求め、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間までの受信信号 X_{i+1} に対してエネルギー E_{i+1} を求める。すなわち、前記エネルギー計算器152は、 i 番目区間までの受信された信号及び $(i+1)$ 番目区間までの受信された信号を累算して各受信信号 X_i 及び X_{i+1} に対するエネルギー E_i 及び E_{i+1} を計算する。このとき、下記式6のような計算を遂行することによって各受信信号に対するエネルギーを求めることができる。下記数式6は、受信信号 X_{i-1} に対するエネルギー E_{i-1} を計算するのに使用される。

【0025】

【数1】

(数式6)

$$E_{i+1} = \frac{1}{R_{i+1} - R_i} \sum_{k=R_i}^{R_{i+1}} X_k^2 dk$$

エネルギー差分器154は、前記数式6のように求められる i 番目区間でのエネルギー $E\{X_i^2\}$ と、 $(i+1)$ 番目区間でのエネルギー $E\{X_{i+1}^2\}$ との差である D_i を求める。前記数式3及び数式5に示したように、エネルギー $E\{X_i^2\}$ と $E\{X_{i+1}^2\}$ との差異は、送信電力レベルの2乗の差異として示すことができる。すなわち、 D_i は、 i 番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 A_i^2 と、 $(i+1)$ 番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 A_{i+1}^2 との差異として示すことができる。データレート決定器156は、前記エネルギー差分器154によって求められたエネルギー差 D_i を利用して伝送されたデータレートを決定する。前記求められた D_i が前記数式5のように一定の値 A_i^2 であれば、前記データレ

ート決定器156は、i番目区間でのデータレート R_i を現在伝送されたデータレートとして決定する。

【0026】

しかし、実際チャンネル環境を考慮すると、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i が正確に“0”または A_i^2 になる場合はほとんどないであろう。すなわち、エネルギー差 D_i それ自体が1つの確率変数になり、 D_i の条件付きの平均は、

【数2】

$$E\{D_i | A_i^2 = A_{i-1}^2\} = 0$$

及び

【数3】

$$E\{D_i | A_i^2 \neq A_{i-1}^2\} = A^2$$

を満足させる。従って、データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i と所定のしきい値(Threshold Value)とを比較した後、その比較結果に従ってデータレートを決定する。特に、前記データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i が前記しきい値より小さいか同じである場合、以前区間であるi番目区間のデータレート R_i を現在区間のデータレートとして決定する。前記しきい値は、最大尤度(ML;Maximum Likelihood)原理に従って“0”及び A_2 の中間値である $A^2/2$ として設定される。ここで、 A は、基地局送信器から受信された信号の送信電力レベル、 $A^2/2$ は受信信号の送信電力レベルの2乗の半分である。前記データレート決定器156によって決定されたデータレートに関する情報は、図1に示したように、レート整合器130及びチャンネル復号器140へ提供される。

【0027】

図4及び図5は、図3に示したようなデータレート検出器150によって遂行される前記数式を利用したデータレート検出動作に従うフローチャートである。図4は、隣接する2つの区間であるi番目区間と、(i+1)番目区間での受信信

号に対するエネルギーを計算して $(i+1)$ 番目区間でのデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。図5は、 i 番目区間でのデータレートを検出する一般的な動作を示すフローチャートである。

【0028】

図4を参照すると、反復(iteration)するたび隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i を求めた後、前記エネルギー差 D_i をしきい値 $A^2/2$ と比較する。このとき、前記エネルギー差 D_i が前記しきい値より大きい場合、ステップ405で、 i 番目区間におけるデータレート R_i を実際データレート R_{est} として推定する。

【0029】

より具体的に説明すると、図3に示すエネルギー計算器152は、ステップ401で、 $(i-1)$ 番目区間と i 番目区間との間で受信された信号 X_i を累算し、ステップ402で、その受信信号 X_i に対するエネルギー $E\{X_i^2\}$ を計算する。また、前記エネルギー計算器152は、 i 番目区間と $(i+1)$ 番目区間との間で受信された信号 X_{i+1} を累算し、その受信信号 X_{i+1} に対するエネルギー $E\{X_{i+1}^2\}$ を計算する。ステップ403で、エネルギー差分器154は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差を計算する。すなわち、前記エネルギー差分器154は、前記2つの区間におけるエネルギー差を $D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}|$ として決定する。前述したように、前記エネルギー差を $D_i = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$ として示すこともできる。ステップ404で、データレート決定器156は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差としきい値とを比較する。すなわち、データレート決定器156は、前記エネルギー差 D_i がしきい値 $A^2/2$ より大きい場合、前記エネルギー差 D_i がしきい値 $A^2/2$ より大きい場合、ステップ405で、データレート決定器156は、 i 番目区間におけるデータレート R_i を現在 $(i+1)$ 番目区間におけるデータレート R_{est} として推定する。前記推定されたデータレートは、図1に示したように、DTXビット抽出器120、レート整合器130、及びチャンネル復号器140のそれぞれに入力されてレートマッチング及びチャンネル復号化動作のために利用される。

【0030】

図5を参照すると、ステップ501で、データレート検出器は、検索区間 i を“1”として初期化し、以前区間に対する平均電力(エネルギー) $E\{X_{i-1}^2\}$ を“0”として設定する。ステップ502で、図3に示したようなエネルギー計算器152は、検索区間1での平均電力、すなわち、現在区間に対する平均電力 $E\{X_1^2\}$ を計算(第1演算)し、ステップ503で、前記エネルギー差分器154は、判別式 D_{i-1} を利用して以前区間のエネルギーと現在区間のエネルギーとの間の差を計算(第2演算)する。もしも、ステップ504で、データレート決定器156は、判別式 D_{i-1} の結果がしきい値 $A^2/2$ より大きいか同じであると判断する場合(このとき、 $i=1$ である状態なので、0 kbps のデータレートを意味する。)、ステップ508で、データレート決定器156は、現在区間でのデータレート R_{est} を以前区間でのデータレート R_{i-1} として推定する。

【0031】

そうでない場合、すなわち、ステップ504で、判別式 D の結果がしきい値 $A^2/2$ より小さいと判断される場合、ステップ505で、データレート決定器156は、以前区間に対する平均電力 $E\{X_{i-1}^2\}$ に現在区間に対する平均電力 $E\{X_i^2\}$ を貯蔵し、ステップ506で、次の区間を検索するために i を1つ増加させる。ステップ507で、エネルギー計算器162は、 $(i+1)$ 番目区間における平均電力を計算(第3演算)した後、現在区間に対する平均電力 $E\{X_i^2\}$ に前記計算された平均電力を貯蔵し、前記過程は、ステップ503に戻って、平均電力 $E\{X_i^2\}$ を基として判別式 D_{i-1} を計算した後、ステップ504で、前記判別式 D_{i-1} の結果値としきい値とを比較する。

【0032】

前記のような過程を反復して、ステップ504で $D \geq A^2/2$ として判断される場合、前記データレート決定器156は、現在区間でのデータレート R_{est} を以前区間までのデータレート R_{i-1} として推定する。

【0033】

【発明の効果】

以上から述べてきたように、本発明は、基地局送信器がデータレートに関する情報を伝送しなくても、復号化動作を遂行する前受信された信号に対するデータ

レートを検出する。これは、ビタビ復号化及びCRC検査の後、データレートを検出する既存のBRD動作に比べて、複雑さが減少する長所がある。従って、本発明は、ターボ符号化されたデータレートを検出するとき、毎レート別復号化動作を、最悪の場合、最大反復復号の数だけ遂行するという複雑さが減少する。

【0034】

また、本発明は、チャンネル符号化器の方式に関係なく、一定な統計のみを累積してデータレートを判断するので、任意のチャンネル符号化器とともに使用できる。例えば、畳み込み符号化器を使用する場合でも、本発明は、データレートがしきい値以上であるフレームに対して、信頼性あるデータレートの推定が可能である。

【0035】

前述の如く、本発明の詳細な説明では具体的な実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は前記実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムの復号器の構成を示す概略的なブロック図である。

【図2】 本発明に従ってデータレートを検出する動作を説明するための図である。

【図3】 図1に示したデータレート検出器の構成を示す詳細なブロック図である。

【図4】 本発明に従って $(i+1)$ 番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

【図5】 本発明に従って i 番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

- 110…デインターリーパー
- 120…DTXビット抽出器

- 130…レート整合器
- 140…チャンネル復号器
- 150…データレート検出器
- 152…エネルギー計算器
- 154…エネルギー差分器
- 156…データレート決定器

【図1】

FIG. 1

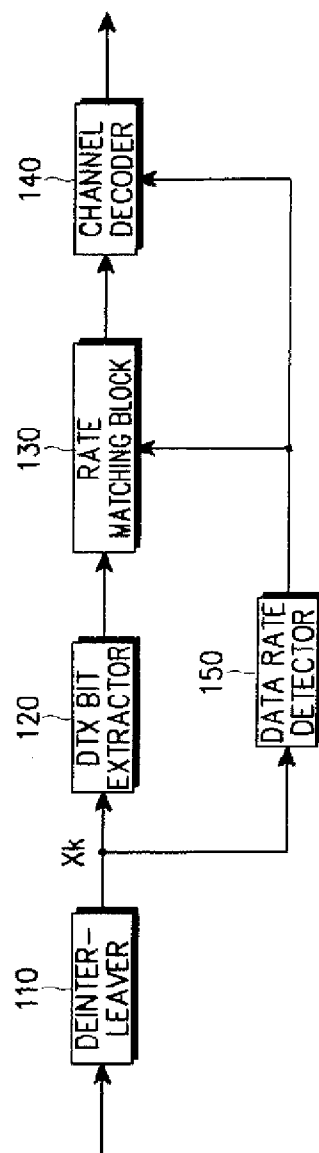


FIG. 2

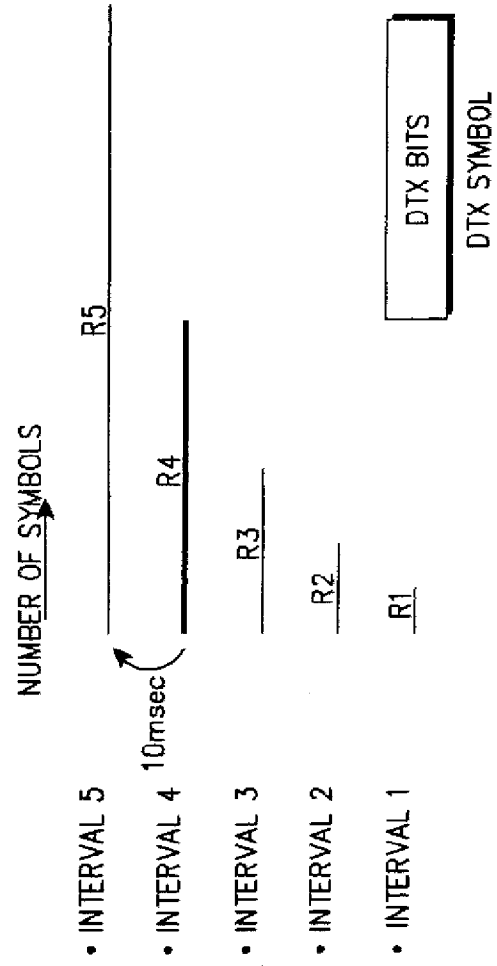
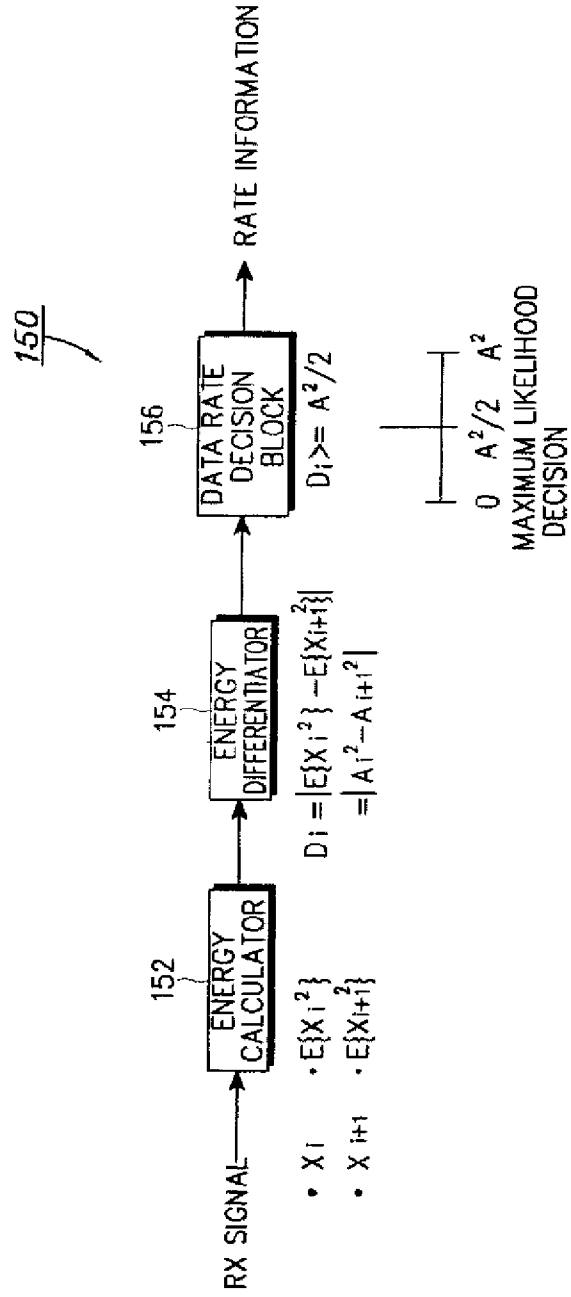


FIG. 3



【図4】

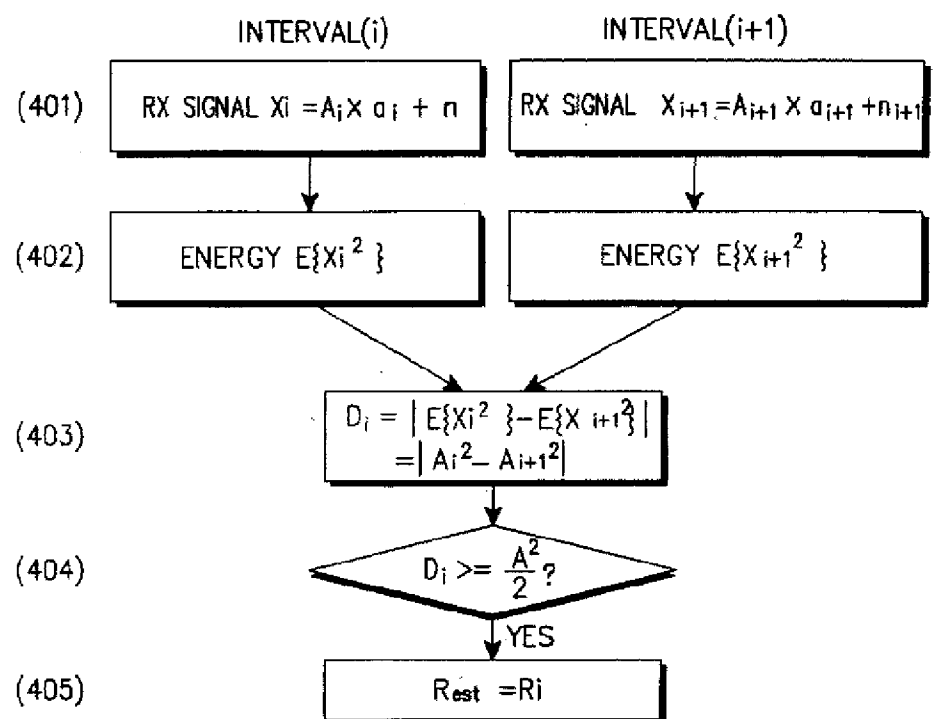


FIG. 4

【図5】

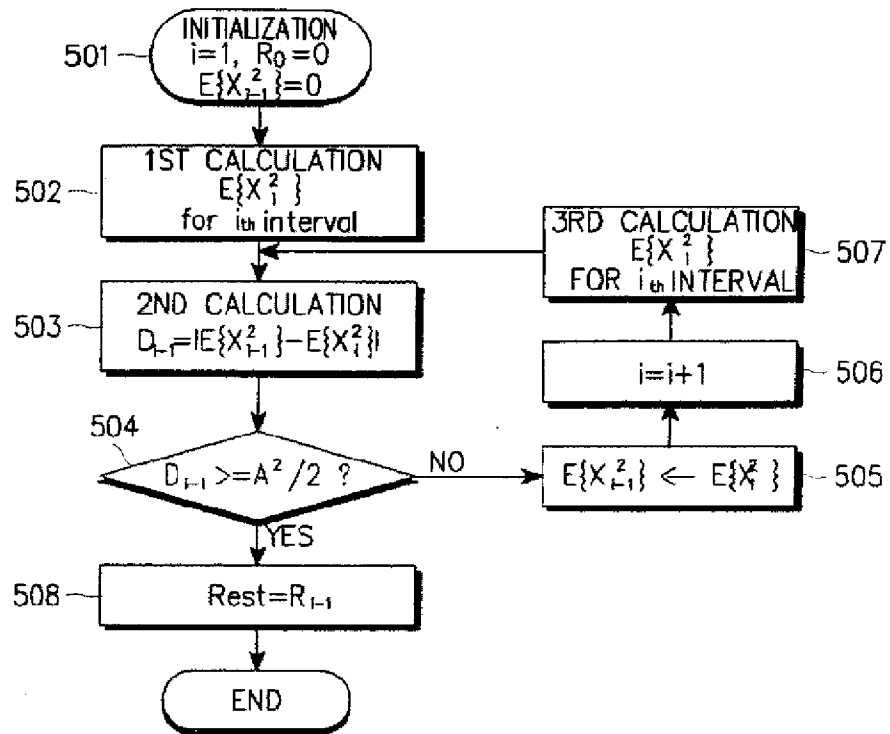


FIG. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/KR00/00740

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC7 H04B 7/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC7 H04B, H04L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Korean Patents and applications for inventions since 1975 Korean Utility models and applications for Utility models since 1975		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5566206 A (Qualcomm INC.) 15 October 1996 See the whole document	1,3,5
A	US 5671255 A (Motorola INC.) 23 September 1997 See the whole document	1,3,5
A	US 5751725 A (Qualcomm INC.) 12 May 1998 See the whole document	1,3,5
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"Z" document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
24 OCTOBER 2000 (24.10.2000)		25 OCTOBER 2000 (25.10.2000)
Name and mailing address of the ISA/KR Korean Industrial Property Office Government Complex-Taejeon, Dunsan-dong, Se-ku, Taejeon Metropolitan City 302-701, Republic of Korea Facsimile No. 82-42-472-7140		Authorized officer YOON, Byoung Soo Telephone No. 82-42-481-5709

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.

PCT/KR00/00740

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5566206 A	10. 15. 1996	WO 9501032 A1 KR 191295 B1 JP 3067804 B2 EP 705312 B1	05.01.1995 15.06.1999 24.07.2000 01.10.1997
US 5671255 A	23. 09. 1997	WO 9737471 A1 JP 11506597 T1 EP 830770 A1	09.10.1997 08.06.1999 25.03.1998
US 5751725 A	12. 05. 1998	EP 932963 A1 CN 1234160 A AU 4822097 A1	04.08.1999 03.11.1999 15.05.1998

Form PCT/SA/210 (patent family annex) (July 1998)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 セーヒョン・キム

大韓民国・ソウル・138-775・ソンパー
グ・ソンパ・2ードン(番地なし)・ミス
ン・エーピーティ・#2-902

(72)発明者 ソンージャエ・チョイ

大韓民国・キョンギード・463-070・ソン
ナム・シ・プンタン・グ・ヤタップード
ン・(番地なし)・キョンナム・エーピー
ティ・#707-402

(72)発明者 ヨン・ホワン・リー

大韓民国・キョンギード・463-010・ソン
ナム・シ・プンタン・グ・チョンジャード
ン・237-7

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31

5K067 AA33 CC10 EE02 EE10 GG01

GG11 HH22 HH26

JP3104430A IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

Bibliography

DWPI Title

System for judging sector in which mobile station exists has different frequencies transmitted to sectors via directional antenna from base and received in correct zones using mobile station

Original Title

IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

Assignee/Applicant

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

Inventor

YAMADA TOMOYUKI ; ONOE SEIZO ; UMEDA SEIJI ; UTANO TAKANORI

Publication Date (Kind Code)

1991-05-01 (A)

Application Number / Date

JP1989242468A / 1989-09-19

Priority Number / Date / Country

JP1989242468A / 1989-09-19 / JP

Abstract

PURPOSE: To relieve the load of a base station by assigning one control channel not to each sector but to each zone so as to attain excellent frequency utility without need of measuring a reception level of the base station.

CONSTITUTION: A base station transmission/reception means 200 includes a transmission means sending signals f_1 - f_6 of sector individual frequencies assigned respectively to each sector via antennas

A_1 - A_6 with directivity, and a mobile station transmission/reception means 100 includes a reception means receiving signals of sector individual frequencies f_1 - f_6 , a level measurement circuit 140 as a measuring means measuring a reception level of a signal of a frequency including received each control channel and of each sector individual frequency, part of a control circuit 150 as a discrimination means discriminating its own radio zone and its own sector based on the result of measurement of the level measuring circuit 140 and a frequency storage circuit 160.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3104430号

(P3104430)

(45)発行日 平成12年10月30日(2000. 10. 30)

(24)登録日 平成12年9月1日(2000. 9. 1)

(51)Int.Cl.⁷

D 0 1 H 1/26

識別記号

F I

D 0 1 H 1/26

請求項の数3(全 6 頁)

(21)出願番号	特願平4-274094	(73)特許権者	000003218 株式会社豊田自動織機製作所 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地
(22)出願日	平成4年10月13日(1992. 10. 13)	(72)発明者	上村 耕士朗 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式 会社豊田自動織機製作所内
(65)公開番号	特開平6-123019	(72)発明者	中野 勉 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式 会社豊田自動織機製作所内
(43)公開日	平成6年5月6日(1994. 5. 6)	(74)代理人	100065798 弁理士 青木 朗 (外4名)
審査請求日	平成11年3月26日(1999. 3. 26)	審査官	山崎 豊
		(56)参考文献	特開 昭59-168138 (J P, A) 特開 昭60-146016 (J P, A) 特公 昭37-17781 (J P, B 1)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 粗紡機における粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 粗紡機において複数の特定の錘を選定してセンサを設置して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値(X_1, X_2, \dots, X_n)から平均値 X_{mean} を求めると共に、最大値(X_{max})と最小値(X_{min})を選択し、

2) 最大値と最小値との差($X_{max} - X_{min} = \alpha$)を計算し、

3) α と基準値 δ とを比較し、

4) $\alpha \leq \delta$ の場合には X_{mean} を制御パラメータとして採用し、

5) $\alpha > \delta$ の場合には X_{max} と X_{min} の中で X_{mean} から離れている方を排除して、再び前記1)～4)のステッ

プを繰り返すことを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法。

【請求項2】 前記ステップ5)において、異常検出値を排除した結果、残った検出値の個数(m)が最初の検出値個数(n)に比して $n/2+1 > m \geq n/2$ になった場合、その時点の平均値 X_{mean} を以て制御パラメータとする請求項1に記載の演算方法。

【請求項3】 粗紡機において複数の特定の錘を選定してセンサを設置して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値($X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$)から平均値 X_{mean} と標準偏差 σ を計算し、

2) 各検出値(X_1, X_2, \dots, X_n)と平均値 X_{mean} との差の絶対値($\epsilon = |X_i - X_{mean}|$)を求め、

3) 各検出値を $0 \leq \varepsilon < k_1 \sigma$ 、 $k_1 \sigma \leq \varepsilon < k_2 \sigma$ 、 $k_2 \sigma \leq \varepsilon < k_3 \sigma$ 、 $-k_{m-2} \sigma \leq \varepsilon < k_{m-1} \sigma$ 、 $k_{m-1} \sigma \leq \varepsilon$ の m 群に分別し、

4) 前記各群の検出値にそれぞれ $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$ (但し $w_1 > w_2 > w_3 > \dots > w_m$) の重み付けを行って修正検出値 (X_1', X_2', \dots, X_n') を求め、

5) 該修正検出値に基づいて、修正平均値 X_{mean}' を求めることを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、粗紡機においてドラフト機構のフロントローラから一定の速度で紡出される粗糸をフライヤによって加撚しつつ、これよりも高速で回転しているボビン上に巻き取って粗糸パッケージを形成する際の、粗糸の紡出張力の検出に関する。

【0002】

【従来の技術】フロントローラから紡出される粗糸は、常に一定の適度の弛みを持って巻き取られることが好ましく、これに変動が生じると巻取り時に粗糸に加えられる延伸が変動し、その単位長当たりの重量が変化するので好ましくない。そのため、粗紡機には紡出中の粗糸の弛みを一定に維持する機構が提案されている。

【0003】一対のコンドラムを使用して、粗糸層が増加する毎にベルトシフタを作動させて、コンドラムに巻き掛けられているベルトを移動させ、ボビンを回転速度を減速させる機構は公知である。特開昭60-146016号公報には、この機構に加えて、粗糸層の増加には無関係にベルトシフタを作動させ得る第2のベルトシフタ移動機構を設け、フロントローラとフライヤトップとの間に紡出中の粗糸の位置を検出する非接触型センサを設けて、このセンサの出力信号に基づいて粗糸張力の適否を判定し、その結果によって前記第2ベルトシフタ移動機構を作動させて、粗糸の巻取り量を加減するフィードバック制御を行う方式が開示されている。

【0004】この非接触型センサは、上下方向に多段に並列された相対する複数対の発光素子と受光素子からなる。粗糸の通過位置にある素子間の光が遮られることから、粗糸の通過位置を検出し、これを紡出張力に対応する値として出力するように構成されている。このセンサは粗紡機の複数（例えば3錘）の特定の錘に設けられ、各センサから発せられる粗糸位置に対応する出力信号は制御コンピュータに入力されて、平均値が演算され、これに基づいて、前記ベルトシフタ移動機構が作動して粗糸の紡出張力（通過位置）を適正值に制御するフィードバック制御が行われる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】粗紡機各部の駆動機構から考えて、本来、粗紡機の各錘における粗糸の紡出張力は、紡出が定常状態であればそんなに大きな差異は無

いはずである。しかし、篠切れが長時間放置されていた後に、篠継ぎを行って運転を再開したような場合には、その錘だけはボビンの径が他と異なるために異常に低い紡出張力が検出されることがある。こうした異常がたまたまセンサ設置錘において発生した場合には、3錘の平均値は粗紡機全錘を制御するためのパラメータとしては不適当なものになってしまう。

【0006】本発明は、こうした従来技術における問題を解決し、紡出中の粗糸の位置を検出するためにきわめて限定された数のセンサを用いた場合でも、制御パラメータとして適正な検出値が得られる粗糸の紡出張力の演算方法を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】この目的は、粗紡機において複数の特定の錘を選定して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値 (X_1, X_2, \dots, X_n) から平均値 X_{mean} を求めると共に、最大値 (X_{max}) と最小値 (X_{min}) を選択し、

2) 最大値と最小値との差 ($X_{max} - X_{min} = \alpha$) を計算し、

3) α と基準値 δ とを比較し、

4) $\alpha \leq \delta$ の場合には X_{mean} を制御パラメータとして採用し、

$\alpha > \delta$ の場合には X_{max} と X_{min} の中で X_{mean} から離れている方を排除して、再び前記1)～4)のステップを繰り返すことを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法、及び粗紡機において複数の特定の錘を選定して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値 ($X_1, X_2, \dots, X_1, \dots, X_n$) から平均値 X_{mean} と標準偏差 σ を計算し、

2) 各検出値 (X_1, X_2, \dots, X_n) と平均値 X_{mean} との差の絶対値 ($\varepsilon = |X_i - X_{mean}|$) を求め、

3) 各検出値を $0 \leq \varepsilon < k_1 \sigma$ 、 $k_1 \sigma \leq \varepsilon < k_2 \sigma$ 、 $k_2 \sigma \leq \varepsilon < k_3 \sigma$ 、 $-k_{m-2} \sigma \leq \varepsilon < k_{m-1} \sigma$ 、 $k_{m-1} \sigma \leq \varepsilon$ の m 群に分別し、

4) 前記各群の検出値にそれぞれ $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$ (但し $w_1 > w_2 > w_3 > \dots > w_m$) の重み付けを行って修正検出値 (X_1', X_2', \dots, X_n') を求め、

5) 該修正検出値に基づいて、修正平均値 X_{mean}' を求めることを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法によって達成される。

【0008】

【作用】本発明の第1態様によれば、各センサからの粗糸の紡出張力の検出値は先ず全体として平均されて平均値 X_{mean} が求められる。次に、前記平均値と各検出値との差 α が求められ、正常紡出時における標準偏差等から

経験的に求められた基準値 δ と比べられて、各検出値が異常か否かが判断される。即ち、 $\alpha > \delta$ の場合には、その検出値は異常と判断して、制御パラメータの計算からは排除し、残りの検出値のみを利用して再度平均値が計算される。このステップは全ての検出値について $\alpha \leq \delta$ となるまで繰り返される。これによって、検出値から異常なものが排除されるので、最後に求められた平均値を制御パラメータとして使用すれば、粗糸の紡出張力の適正な制御が可能となる。

【0009】但し、平均値を求めるためのデータ数があり少なくなることを防ぐための規制を設けることが望ましい。本発明の第2態様によれば、センサによって検出されたすべての検出値は、その単純平均値との差に応じて重み付けを施され、平均値に近いものほど高いウェイトが与えられて、修正検出値が計算される。そしてこの修正平均値によって再び平均値が計算され、修正平均値 X_{mean} が求められ、制御パラメータとされる。これによれば、検出されたすべての値が、その異常の程度に応じて修正を施された上、制御パラメータの計算に参加することができるので、少ないデータ数を有効に生かすことができる。

【0010】以下、図面に示す好適実施例に基づいて、本発明を更に詳細に説明する。

【0011】

【実施例】図1は粗紡機における粗糸張力の制御のためのシステムの一例を示す。フロントローラ1、フライヤ2及びトップコーンドラム3は共通の主モータ4により歯車列やタイミングベルト等の回転伝達手段を介して駆動され、ボビン5には前記主モータ4からの回転と、前記トップコーンドラム3よりベルト6を介して変速回転されるボトムコーンドラム7からの回転とが差動機構8で複合されるようになっている。

【0012】ベルト6を移動させるためのベルトシフタ9が固定されたロングラック10は、ウエイト11の下降によって回転するアップライトシャフト12に嵌着されたピニオン13と噛み合う位置に横方向への往復動可能に配設されている。アップライトシャフト12には、ボビンレール14の昇降切替え時に所定量ずつ規則的に回転されるラチェットホイール15の軸に固着された回転軸18の回転が差動歯車機構19を介して伝達され、ボビン5に巻かれる粗糸層が増す毎に、即ちボビンレール14の昇降切替え時にピニオン13が一定量回転され、ロングラック10が図1の左方に一定ピッチで移動されるようになっている。

【0013】差動歯車機構19はアップライトシャフト12の下端に固着された傘歯車20と、セクション回転軸18の上端に固着された傘歯車21と、両傘歯車20、21に噛み合う傘歯車22とから構成されている。傘歯車22は、可逆モータ23により駆動されるウォーム24と噛み合う歯部25aを有しアップライトシャフ

ト12及び回転軸18を軸心として回転するベルトシフタ移動機構としての回転体25に支持されている。従って、ラチェットホイール15の固定状態において可逆モータ23が駆動されると、ウォーム24を介して傘歯車22が回転体25と共にアップライトシャフト12の軸心を中心として公転して傘歯車20を回転させ、ピニオン13、ロングラック10を介してベルトシフタ9が移動調節される。

【0014】ベルトシフタ9は前記可逆モータ23の正転時に図1の右方向即ちボトムコーンドラム7の回転を遅くする方向に移動するようになっている。フロントローラ1とフライヤトップ2aとの間の粗糸Rの位置を連続的に検出するための非接触式センサ26は図2に示すように対向して設置された発光部27と受光部28とを具え、両者の間に粗糸Rが位置するように構成されている。発光部27は赤外発光ダイオードアレーにより構成され、受光部28は粗糸Rの約半分(1mm)のピッチで上下方向に並設された多数の受光素子28aからなる受光素子アレーを有している。各受光素子28aは受ける光の強弱に応じた電気信号を発してマイクロコンピュータMに入力するように構成されている。

【0015】粗糸Rが発光部27からの光の一部を遮ることにより、粗糸Rの位置に対応した受光素子28aが光を受けなくなるので、その受光素子を検知することによって粗糸Rの位置を求めることができる。粗糸張力が低い場合には粗糸の位置は下方に下がり、逆に高い場合には上方に移動する。このセンサ26は粗紡機の複数の適宜な箇所、例えば3箇所を選定して設置されている。各センサ26からの粗糸位置の検出値はマイクロコンピュータMに入力され、ここで処理されて張力状態が判定される。そして、低張力状態と判定された場合には可逆モータ23を正転駆動させる信号を、高張力状態と判定された場合には可逆モータ23を逆転させる信号を所定時間出力する。この信号電流は増幅器29によって増幅され、出力リレー30を経て可逆モータ23を所定時間正転又は逆転させ、ボトムコーンドラム7を介してボビン5の回転速度を変化させて、粗糸の巻取り量を調節し、張力が所定値になるように制御する。

【0016】本発明は、各センサ26からマイクロコンピュータMに入力された検出値の中に他とは非常に異なった異常値が含まれていた場合の処理の仕方に関する。前述したように、このような異常値が含まれている場合には、何らかの処理を行わないと、他の正常な検出値がこの異常値に引きずられて、粗紡機全体が不正に制御される危険性があるからである。

【0017】本発明の第1実施例においては、次のような処理が行われる。粗紡機にはn個のセンサ26が設置され、各センサからそれぞれ検出値 X_1, X_2, \dots, X_n が出力されるものと仮定する。第1ステップとして、全検出値の単純平均 $X_{mean} = (X_1 + X_2 + \dots + X_n) / n$ を計算し、且つ

最大値 X_{\max} と最小値 X_{\min} とを選ぶ。

【0018】第2ステップとして、選択した最大値 X_{\max} と最小値 X_{\min} の差 $\alpha = X_{\max} - X_{\min}$ を求める。第3ステップとして、予め設定されている基準値 δ と第2ステップで求めた差 α とを比較する。この基準値 δ は過去の張力値データの標準偏差等から決定された値であり、最大値と最小値の差 α がこれよりも小さければ、統計的に特に異常とは言えないが、これを越えた場合には明らかに異常と判断されるような値である。

【0019】第4ステップとして、この比較の結果、 $\alpha \leq \delta$ の場合には、データ中には異常値が含まれていないものとみなして第1ステップで求めた単純平均値 X_{mean} を制御のためのパラメータとして採用する。逆に、 $\alpha > \delta$ の場合には、前記最大値 X_{\max} か最小値 X_{\min} のいずれかが異常値であるとみなして、平均値 X_{mean} から離れている方の値、例えば X_{\min} を排除し、一つ少なくなった検出値を使用して再び平均値を計算し、前記ステップ1～4を繰り返す。

【0020】但し、センサの設置数には限度があり、元々一回の計算に使用できるデータ数が少ないので、前記ステップの繰り返しによって益々データ数が減少してしまうことは好ましくない。そこで、この異常値を排除した結果、データの個数 m が $n/2+1 > m \geq n/2$ になった場合、ここで異常値の排除を中止して、この時点での単純平均値を以て制御パラメータとしている。即ち、データ数が初期の個数の半分以下にならないように制限を加えている。

【0021】この操作ステップを図3のフローチャートに示す。この第1実施例の欠点であるデータ数の減少の問題を解決するために、本発明の第2実施例において

$$X_{\text{mean}}' = [10(X_1 + X_2 + X_3) + 3(X_4 + X_5) + X_6] / (10 \times 3 + 3 \times 2 + 1 \times 1)$$

この第2実施例によれば、明らかに異常なデータを除いて、センサによって検出されたすべてのデータを制御パラメータの計算に参加させることが可能となり、少ないデータを有効に活用することが可能になる。

【0026】

【発明の効果】本発明によれば、センサによって検出された粗糸張力値について、一定の基準に従って異常か否かを判断し、これを排除又は補正して粗糸張力制御のための制御パラメータを求めるようにしたので、異常値のために誤った制御が行われる危険性が防止される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を実施するための粗紡機の構成を示す模式図である。

【図2】本発明に使用される非接触型センサの一例を示

は、マイクロコンピュータに入力されたすべての検出値データを有効に使用するようにしている。即ち、第1ステップとして、センサからの検出値 $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$ から平均値 $X_{\text{mean}} = (X_1 + X_2 + \dots + X_i + \dots + X_n) / n$ と標準偏差 σ を計算する。

【0022】次に第2ステップとして、各検出値(X_1, X_2, \dots, X_n)と今求めた平均値 X_{mean} との差の絶対値 $\varepsilon = |X_i - X_{\text{mean}}|$ を計算する。この結果から、第3ステップとして、各検出値を $0 \leq \varepsilon < \sigma$ 、 $\sigma \leq \varepsilon < 2\sigma$ 、 $2\sigma \leq \varepsilon < 3\sigma$ 、 $3\sigma \leq \varepsilon$ の4群に分別する。これは、各検出値を平均値 X_{mean} を中心として、 σ 、 2σ 、 3σ の各範囲と、 3σ より外の範囲に属するものに分類することを意味する。これらの群をそれぞれ第1～第4群と呼称する。

【0023】そして、第4ステップとして、前記各群の検出値にそれぞれ w_1, w_2, w_3, w_4 (但し $w_1 > w_2 > w_3 > w_4$)の比率の重み付けを行って、修正検出値 X_1', X_2', \dots, X_n' を計算する。これによって、平均値に近いデータほど大きな値となし、中心から離れたデータほど小さな値となるように修正する。こうした求められた修正検出値を使用して、再び平均値 X_{mean}' を計算し、これを制御パラメータに使用するようにしている。

【0024】具体的には、前記 w_1, w_2, w_3, w_4 として、例えば10, 3, 1, 0の重み付けを用いれば、明らかに異常と見なされる 3σ の限界外の少数のデータは完全に排除される。第1群のデータが X_1, X_2, X_3 、第2群のデータが X_4, X_5 、第3群のデータが X_6 、第4群のデータが X_7 であったとすると、修正平均値 X_{mean}' は次の式で計算される。

【0025】

す模式図である。

【図3】本発明の第1実施例のフローチャートである。

【符号の説明】

1…フロントローラ

2…フライヤ

3…トップコーンドラム

4…主モータ4

5…ボビン

7…ボトムコーンドラム

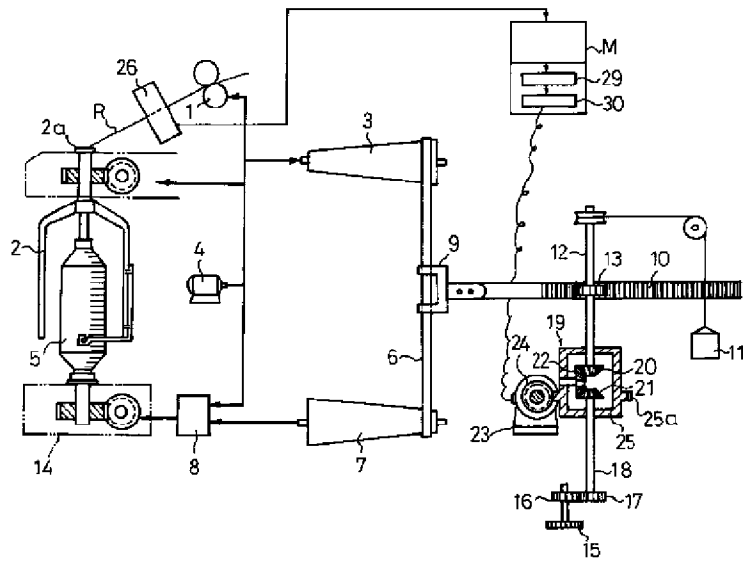
9…ベルトシフタ9

23…可逆モータ

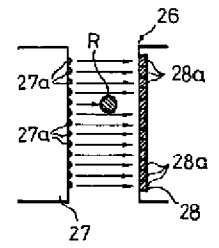
26…非接触式センサ

M…マイクロコンピュータM

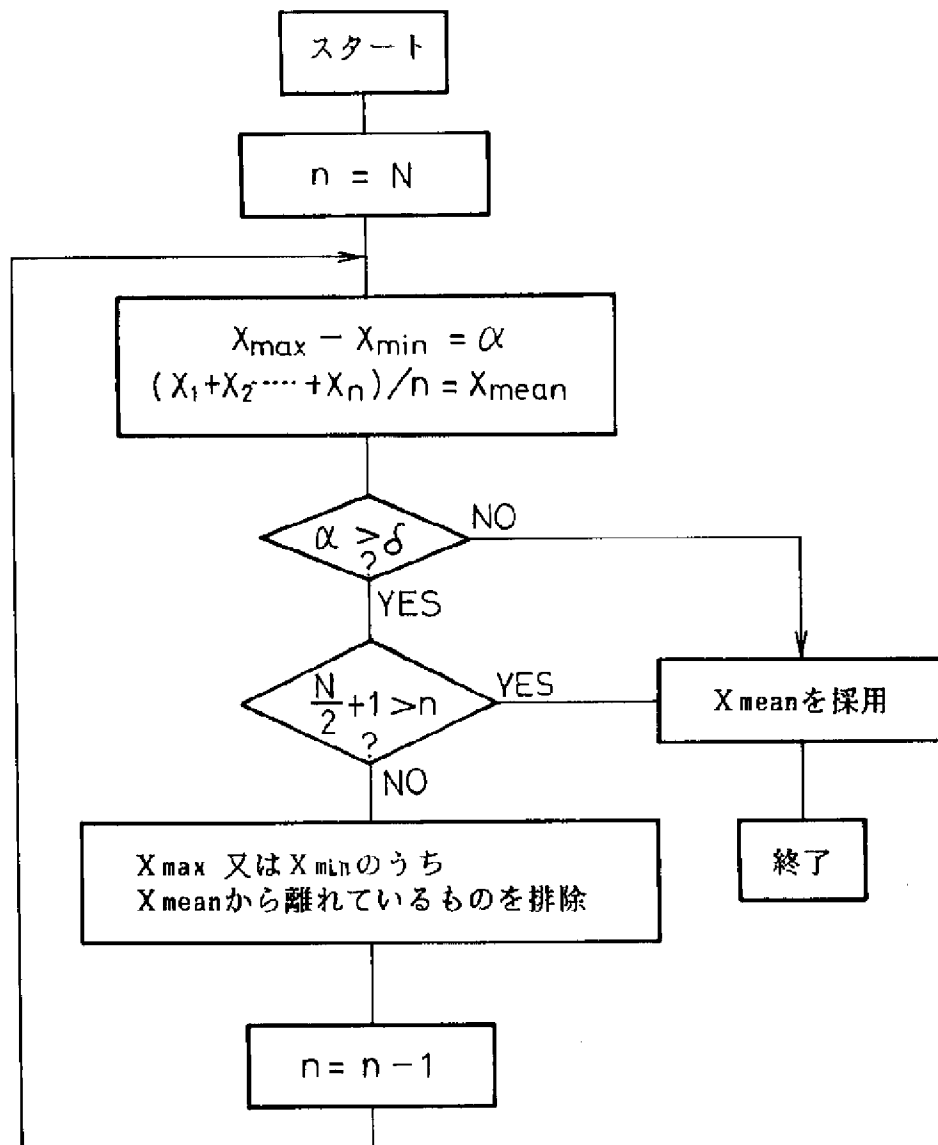
【図 1】



【図 2】



【図3】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int. Cl.⁷, DB名)

D01H 1/20 - 1/34

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE**

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020020003370**
(43)Date of publication of application: **12.01.2002** **A**

(21)Application number: **1020017010853**

(22)Date of filing: **24.08.2001**

(30)Priority: **28.12.1999 1**

(51)Int. Cl **H04B 1/76**

(71)Applicant: **NTT DOCOMO, INC.**

(72)Inventor: **ATARASHI HIROYUKI**
ABETA SADAYUKI
SAWAHASHI MAMORU

(54) **PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATING METHOD AND COMMUNICATIONS DEVICE**

(57) Abstract:

A communications device provided with at least one of a path search means for detecting each path component timing contained in a reception signal received via a multi-path transmission line by using a phase-known pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating means for estimating channel variations by using a pilot symbol. The path search means has a first path search unit for detecting each path component timing by using a pilot symbol, and a second path search unit for detecting each path component timing by using an information symbol and a pilot symbol based on a signal demodulated according to timings detected by the first path search unit. The channel estimating means has a pilot symbol acquisition unit for acquiring a pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating unit for estimating a channel by using the acquired pilot symbol.

copyright KIPO & WIPO 2007

Legal Status

Date of request for an examination (20010824)

Notification date of refusal decision (20040430)

Final disposal of an application (registration)
Date of final disposal of an application (20041021)
Patent registration number (1004675430000)
Date of registration (20050113)
Number of opposition against the grant of a patent ()
Date of opposition against the grant of a patent (00000000)
Number of trial against decision to refuse (2004101003431)
Date of requesting trial against decision to refuse (20040802)
Date of extinction of right ()

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int Cl.⁷
H04B 1/76

(45) 공고일자 2005년01월24일
(11) 등록번호 10- 0467543
(24) 등록일자 2005년01월13일

(21) 출원번호	10- 2001- 7010853	(65) 공개번호	10- 2002- 0003370
(22) 출원일자	2001년08월24일	(43) 공개일자	2002년01월12일
번역문 제출일자	2001년08월24일		
(86) 국제출원번호	PCT /JP2000/009313	(87) 국제공개번호	WO 2001/48959
(86) 국제출원출원일자	2000년12월27일	(87) 국제공개일자	2001년07월05일

(81) 지정국 국내특허 : 오스트레일리아, 캐나다, 중국, 일본, 대한민국, 미국, 싱가포르,

 EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스,
 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,
 터키,

(30) 우선권주장 JP- P- 1999- 00375797 1999년12월28일 일본(JP)
 JP- P- 1999- 00375798 1999년12월28일 일본(JP)

(73) 특허권자 엔터티 도코모 인코퍼레이티드
 일본 도쿄도 치요다쿠 나가타초 2초메 11- 1

(72) 발명자 아타라시히로유키
 일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠무즈우라1초메2- 33- 310

아베타사다유키
일본국카나가와켄요코스카시노미4초메18- 4- 102

사와하시마토루
일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠도미오카니시1초메59- 17

(74) 대리인 특허법인 원전

심사관 : 정계우

(54) 채널추정 방법 및 통신장치

요약

통신장치는 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 검출하는 경로탐색 수단과, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 변동을 추정하는 채널추정 수단 가운데 적어도 한쪽을 구비하고 있다. 경로탐색 수단은 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 갖는다. 채널 추정 수단은 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널 추정을 행하는 채널추정부를 갖는다.

배경도

도 1

과인이

다중경로, 채널추정, 경로탐색

형세서

기술분야

본 발명은 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치에 관한 것으로, 특히, 레이크(RAKE) 수신에 이용하는 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치, 및 채널변동을 추정하는 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치에 관한 것이다.

배경기술

최근 이동통신 시스템으로 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access : CDMA) 방식이 주목받고 있다. 이 CDMA 방식은 스펙트럼 확산(Spread Spectrum) 기술을 기본으로 한 통신기술이다.

일반적으로 이동통신 환경에서는 송신측으로부터 송신된 신호가 복수의 전파경로, 소위 다중경로의 전파경로를 통해 수신측에 도달하기 때문에 수신되는 신호는 다중경로 신호의 합으로 구성된다. 따라서, 수신되는 신호는 도달시간, 진폭 및 위상이 서로 다른 신호성분의 합으로 구성되어 있다.

그러므로, 기지국과 이동국에서 CDMA 방식을 사용하여 통신을 하는 경우, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호를 지연시간이 서로 다른 각 경로성분으로 분리하여 동상합성 하는, 소위 레이크 합성수신이 가능하다. 이 레이크 합성수신은 간섭, 열잡음에 대한 희망신호전력비를 향상시키는 것에 의해 전송특성을 개선하는 것이 가능하다. 따라서, CDMA 방식에서는 다중경로의 타이밍(timing)을 정확도가 좋도록 검출하여 각 경로성분을 정확히 분리하는 경로탐색 방법이 매우 중요한 기술이 된다.

종래의 경로탐색 방법으로서, 예를 들면 「실내/실외 실험에 의한 DS(Direct Sequence)-CDMA 시스템의 경로탐색특성'(아오야마 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS97- 164, pp. 51- 58, 1999년 11월)」이 제안되어 있다. 이 경로탐색 방법은 송신신호에 주기적으로 삽입된 미리 알려진 위상의 파이롯트(pilot) 심볼(symbol)을 이용하여 상관관계 계산, 상관관계값 평균화, 피크(peak) 검출의 각 처리를 하는 것에 의해 경로의 타이밍 검출을 하고 있다. 여기서 상관관계 계산은 수신신호의 파이롯트 심볼에 확산부호를 승산하는 것에 의해 역확산처리를 하고, 심볼의 상관관계값을 계산한다. 또, 파이롯트 심볼의 위상이 미리 알려진 것을 이용하여 상기의 심볼의 상관관계값을 동상가산 한 후, 이 동상가산 값을 일정시간이 경과할 때까지 전력가산 한다.

이상의 처리로 추출한 심볼 상관관계값의 계열(순시지연 프로파일(profile))을 이용하여, 레이크 합성에 유효한 경로를 선택하기 위해 피크 검출을 한다. 우선 제 1 경로로서 심볼 상관관계값의 계열로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 이어서 제 2 경로로서 제 1 경로의 타이밍으로부터 적어도 확산부호 r 칩(Chip) 이상 떨어진 타이밍의 심볼 상관관계값으로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 또, 제 3 경로 이상도 동일한 방법에 의해 경로의 선택을 한다.

또 한편, 종래의 경로탐색 방법으로는 「W(Wide)-CDMA 에 있어서 레이크 합성 경로탐색의 실험적 검토'(후쿠모토 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS98- 30, pp.41- 48, 1998년 5월)」가 제안되어 있다.

이 경로탐색 방법은 1 슬롯(slot)내의 파이롯트 심볼을 동상가산 하여 순시의 채널 추정치를 산출하고, 연속하는 2 슬롯의 채널 추정치를 동상가산 하여 제공하는 것에 의해 순시전력지연 프로파일을 추출한다. 그리고, 이 순시전력 프로파일을 복수 슬롯 분을 추출하고 평균화하는 것에 의해 평균화 된 순시전력지연 프로파일 중에서 신호전력이 최대 인 상위 N 경로를 희망신호로 간주하고, 이 상위 N 경로를 제외한 나머지의 경로에 대해서 평균화한 전력을 잡음전력 P_n 으로 가정한다.

그리고, 이 잡음전력 P_n 의 M배 전력 레벨을 경로선택의 임계값으로 하는 것에 의해, 이 임계값을 넘는 신호전력을 갖는 경로를 레이크 합성의 경로로 선택하고 있다.

그러나, 상기의 경로탐색 방법은 이동국과 기지국과의 통신에 있어서, 송신개시부터 종료까지 항상 신호가 연속적으로 존재하는 같은 상황에 있는 회선교환방식에 대응한 것이다.

따라서, 패킷(packet)에 의한 신호전송과 같이 신호가 연속적으로 존재하지 않고 간헐적으로 전송되고 있는 경우, 상기에서 언급한 경로탐색 방법에서는 일정시간의 평균화 처리가 되지 않아서 경로탐색의 정확도가 열화된다고 하는 문제가 있었다.

다른 한편으로, 이동통신 시스템에서는 이동국과 기지국과의 상대위치의 변동에 따라서 페이딩(fading)이라 불리는 현상이 발생한다. 페이딩은 전파의 통로로 되는 매체의 상태의 영향을 받아 수신전계의 강도가 시간적으로 변화하는 현상이다. 이 페이딩에 의해 수신되는 신호는 진폭 및 위상이 변동하게 된다. 따라서, 수신신호의 절대위상으로부터 정보 심볼을 복조하는 절대동기검파 방식에서는 진폭 및 위상의 변동, 소위 채널변동을 정확도 좋게 추정하고 그

변동을 보상하는 기술이 필요 불가결하게 된다.

종래, 절대동기검파를 하기 위한 채널추정 방법으로는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하는 방법이 있다. 이 채널추정 방법은 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 송신신호에 주기적으로 다중하여 송신하고, 수신측에서 이 파이롯트 심볼을 사용하여 수신신호의 채널을 추정한다. 그리고, 이 추정 결과에 따라 파이롯트 심볼 이외의 정보 심볼의 채널변동을 추정하고 있다. 일반적으로 주기적으로 삽입된 파이롯트 심볼로부터 얻어지는 채널변동량을 시간적으로 보간하는 것으로 정보 심볼의 채널변동량을 추정할 수 있다.

예를 들면, 「A analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels'(J.K. Cavers, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686- 693, vol.40, no.4, Nov 1991)」에서는 파이롯트 심볼과 함께 삽입된 정보 심볼의 채널변동량을 위너필터(Weiner Filter)를 사용하여 보간을 하는 방법이 제안되어 있다.

또, 「Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications'(S. Sampei and T. Sunaga, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 137- 147, vol.42, no.2, May 1993)」에서는 보간을 할 때에 저차의 가우스(Gauss) 보간을 사용하여 채널추정을 하는 방법이 제안되고 있다. 그 외에 선형보간을 사용하는 방법 등도 제안되고 있다.

또, 채널추정을 고정확도화 하기 위해서, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 가 데이터 판정된 정보 심볼에 재변조를 하여 귀환시키는 방법도 제안되어 있다. 이 경우, 귀환되는 공액복소값을 수신신호에 승산하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 이 정보 심볼 및 파이롯트 심볼 양쪽을 사용하여 반복하여 채널추정을 하는 방법이 있다.

예를 들면, 이 방법은 「Symbol- aided plus decision- directed reception for PSK /TCM modulation on shadowed mobile satellite fading'(G. T. Irvine and P. J. McLane, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, pp. 1289- 1299, vol SAC- 10, Dec. 1992)」에 개시되어 있다.

또, 가 데이터 판정된 정보 심볼의 데이터 판정 오류를 경감하기 위하여 미리 정보 심볼에 오류정정부호화를 하여두는 방법도 있다. 이 경우, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 오류정정복호를 하고서 가 데이터 판정을 하고 있다.

예를 들면, 이 방법은 「DS/CDMA에 있어서 판정귀환내 삽입형동기검파 방식과 비터비(Viterbi) 복호의 특성'(히가시 등, 1994년 전자정보통신학회 추계대회강연논문집, B- 305)」에 개시되어 있다.

그러나, 상기의 파이롯트 심볼을 사용하는 채널추정 방법은 이동국과 기지국과의 통신중에 회선교환방식에 의해 항상 채널이 할당되고, 연속적으로 신호가 송수신되고 있는 상황에서 이용되도록 고려된 것이다.

그러나, 정보 심볼을 패킷이라 불리는 포맷(format)으로 하여 송수신하는 패킷무선접속방식에서는, 이동국과 기지국과의 통신에 간헐적으로 신호가 송수신된다. 즉, 회선교환방식과 같이 주기적으로 파이롯트 심볼을 다중화 한다고 하는 것이 불가능하게 된다.

또, 상기의 파이롯트 심볼과 변조성분을 제거한 정보 심볼의 양쪽을 사용하는 채널추정 방법은 가 데이터 판정된 정보 심볼이 변조되어 일률적으로 귀환된다. 하지만, 이동통신 시스템에서는 잡음, 간섭신호 등의 영향에 의해 수신되는 신호의 신뢰도가 변동하기 때문에 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조하여 일률적으로 귀환하는 것은 바람직하지 않다.

발명의 상세한 설명

본 발명은 상기의 문제점을 제거한 신규하고, 또한 유용한 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치를 제공하는 것을 개괄적 목적으로 한다.

본 발명의 보다 구체적인 제 1의 목적은, 레이크(RAKE) 수신에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 경로탐색이 가능한 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

또, 본 발명의 보다 구체적인 제 2의 목적은, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능한 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

본 발명의 또 다른 목적은, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트를 이용하여 각 경로의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 포함하는 경로탐색 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 경로탐색 방법에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 경로탐색을 하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출하는 것으로, 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다. 따라서, 상기 제 1의 목적은 달성된다.

우선, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 경로탐색을 하고, 그 경로탐색의 결과를 이용하여 다시 파이롯트 심볼과 정보 심볼을 이용해서 경로탐색을 하는 것이 효율적이라는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼은, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호를 역확산 하는 단계와, 상기 각 경로 타이밍에서 역확산처리된 정보 심볼을 심볼마다 동상가산 하는 단계와, 상기 동상가산 된 각 정보 심볼을 복조하고, 데이터 판정 하는 단계와 상기 데이터 판정된 신호를 재변조하는 단계에 의해 생성되도록 하여도 좋다. 이와 같은 경로탐색 방법에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 역확산 하고, 그 역확산처리의 결과를 동상가산 하고, 그 동상

가산된 각 정보 심볼을 복조한다. 또한, 동상가산으로는, 예를 들면 레이크 합성 등이 있다. 복조된 신호를 재변조하여 제 2 경로탐색 단계로 귀환하여 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다.

변조된 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택해서 이용한다고 하는 관점에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼은 상기 복조된 정보 심볼 가운데 소정의 조건에 적합한 것이 선택되고, 귀환되도록 하여도 좋다. 이와 같이, 재변조한 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택하여 경로탐색에 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다.

경로탐색을 반복하는 것에 의해 정확도를 향상시킨다는 관점에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 2 경로탐색 단계는 소정의 조건에 적합한 때까지 반복하여 처리되도록 하여도 좋다. 이와 같이 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 복조를 하는 것에 의해, 데이터 판정결과의 정확도를 향상시킬 수 있다. 그리고, 정확도가 향상된 데이터 판정결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복하는 것에 의해 경로탐색의 정확도가 더욱 향상하고, 결과적으로 데이터 판정결과를 더욱 향상시킬 수 있다.

이용범위를 확대한다는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호는 다중반송파 부호분할다중접속 방식에 의해 전송되어도 좋다. 이와 같이 본 발명의 경로탐색 방법은 다중반송파 부호분할다중접속방식에 의해 전송된 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 이용하는 것도 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의해 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용하는 것에 의하면, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적은 달성된다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중해서 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 부호다중되어 있어도 좋다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 부호다중하여 송신할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원로부터 송신된 복수의 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합하여 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원로부터 송신된 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상하는 것이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼이 다중되어 있는 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 수신측에서 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득할 수 있다. 따라서, 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼에 의해 채널추정을 하는 것으로 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 이에 의해 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정 단계와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 최초에 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하고, 다음에 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하고 가중치 부여 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가

중치 부여를 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 오류정정 복호화 하고, 다시 오류정정부호화를 하는 오류정정 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 판정정보 심볼을 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화 하는 오류정정 처리를 포함하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 오류정정부호화 후의 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하는 가중치 부여 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 오류정정부호화 후의 가 데이터 판정정보 심볼에 가중치 부여를 하는 것에 의해, 더욱 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 복수의 부반송파(subcarrier)를 취득하는 부반송파 취득 단계와, 상기 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파 마다 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하고, 그 복수의 파이롯트 심볼을 이용해서 부반송파 마다 채널추정을 하는 것에 의해 다중반송파 전송방식에도 적용할 수 있다.

상기와 같이 패킷 내 및 상기 공통 채널 내의 적어도 한쪽에 다중된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 상기 경로탐색 방법에 있어서도 사용이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신된 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하여 검출하는 경로탐색 수단과, 상기 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 수단을 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 경로탐색 수단은, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우, 각 경로 성분의 타이밍을 고 정확도로 검출할 수 있다. 따라서, 고정확도의 레이크 합성 수신이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정부와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성부와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 추정부를 갖는 구성으로 할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼 취득부는, 상기 수신신호에 포함되는 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와, 상기 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 갖고, 상기 채널추정부는 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파 마다 채널추정을 하는 구성을 할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색을 하는 통신장치에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 공통 제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정부와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성부와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조 성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널을

추정하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와, 상기 복수의 부반송파마다 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파마다 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기의 과제는 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하는 경로탐색 수단과, 상기 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 1 채널추정 단계를 실행하는 채널추정 수단을 구비하고, 상기 경로탐색 수단은 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 실행하고, 상기 채널추정 수단은 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 이후는 상기 제 2 채널추정 단계 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 경로탐색 단계를 행하고, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 통신장치에 의해서도 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 상기 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 다중되어 있어도 좋다.

상기의 과제는 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 경로탐색 및 채널추정의 적어도 한쪽을 행하는 경로탐색, 채널추정 수단을 구비한 장치에 의해서도 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적의 적어도 한쪽을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 또, 통신장치는 상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환 수단을 더 구비하고, 상기 경로탐색, 채널추정 수단은 채널추정 후에 복조되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 하고, 상기 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환 수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 추정을 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 구성으로 하여도 좋다.

본 발명의 더 다른 목적 및 특징은, 이하의 도면과 함께 기술되는 설명에 의해 명확히 될 것이다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다.

도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다.

도 3은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 9는 희망신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.

도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다.

도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.

도 14는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 15는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.

도 16은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.

도 17은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 18은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.

도 19는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.

도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 27은 채널추정부의 제 10 실시예에 있어서 각 부반송파의 제열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 29는 채널추정부의 제 11 실시예에 있어서 각 부반송파의 제열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.

실시예

이하, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치의 각 실시예를 도면과 함께 설명한다.

도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다. 통신장치 1은 대략 도와 같이 접속된 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130), 확산부호 복제(Replica) 생성부(116), 레이크(RAKE) 펌거(Finger) 회로(110-1~110-3), 레이크 합성부(140), 동기 검출부(141), 채널변조부(142), 오류정정복호부(143-1), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)로 되어 있다. 다중경로의 전파경로를 거쳐서, 도시를 생략한 안테나, 주파수 변조부, 아날로그/디지털(A/D) 변환부와 메모리등을 통해서 수신되는 수신신호는 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크(RAKE) 펌거(Finger) 회로(110-1~110-3)에 입력된다.

경로탐색부 A(120)는 대략 수신신호가 공급되는 송산기(121), 확산부호 복제 생성부(122), 지연 프로파일 생성부(123) 및 경로탐색부 A(120)의 출력을 생성하는 경로선택부(124)로 되어 있다. 마찬가지로, 경로탐색부 B(130)는 대략 수신신호가 공급되는 송산기(131), 확산부호 복제 생성부(132), 지연 프로파일 생성부(133) 및 경로탐색부 B(130)의 출력을 생성하는 경로선택부(134)로 되어 있다. 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)의 출력은 지연제어부(117)를 통해 레이크 펌거 회로(110-1~110-3)에 공급한다.

레이크 펌거 회로(110-1~110-3)는 동일한 구성을 가지고, 레이크 펌거 회로(110-1)는 대략 수신신호가 공급되는 지연처리부(112-1), 송산기(114-1), 채널추정부 A(20-1), 채널추정부 B(30-1) 및 채널변동보상부(216-1)로 되어 있다. 레이크 펌거 회로(110-1~110-3)의 출력은, 채널변동보상부(216-1~216-3)(216-1만 나타냄)로부터 레이크 합성부(140)에 공급되어 합성되고, 동기검파부(141)에 공급된다. 동기검파부(141)로부터는 검파출력이 얻어진다. 동기검파부(141)로부터의 검파출력은 오류정정복호부(143-1)에 공급되고, 오류정정 및 복호처리된 출력신호가 출력된다. 오류정정복호부(143-1)로부터의 출력신호는 오류정정부호화부(143-2)에서 오류정정 및 부호화 처리되어 스위치(50)에 공급된다. 스위치(50)에는 동기검파부(141)로부터의 검파출력도 공급된다. 스위치(50)의 출력은, 채널변조부(142)를 통해서 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)과, 레이크 펌거 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)에 귀환된다. 채널변조부(130), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)는 판정귀환 처리부(60)을 구성한다.

통신장치 제 1 실시예는 후술하는 것과 같이, 특히 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크 펌거 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 A(20-1~20-3)(20-1만 나타냄)와 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)의 구성 및 동작에 특징이 있다.

구체적으로는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 제 1 경로탐색 단계 및 제 2 경로탐색 단계를 가지고, 레이크 펌거 회로(110-1~110-3)은 제 1 채널 추정 단계와 제 2 채널 추정 단계를 갖는다.

제 1 경로탐색 단계에서는, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출할 때에 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 제 2 경로탐색 단계에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 각 경로탐색을 하고서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출함으로써 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

다른 한편, 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 각각 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정할 때, 수신신호에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널 추정 단계를 갖는다. 제 2 채널 추정 단계에서는 제 1 채널 추정 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 채널 추정을 한다. 이와 같이, 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해 송신신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다.

또한, 경로탐색과 채널추정에 이용된다. 귀환된 정보 심볼은 경로탐색과 채널추정에서 따로따로의 것을 이용할 필요가 없이 공통하는 것으로 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

즉, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널 추정 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 1 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 실행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 1 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 채널 추정을 하는 제 2 채널 추정 단계를 행하고, 이후는 제 2 채널 추정 단계에서 복조된 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 경로탐색을 행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 판정귀환처리부(60)를 통해서 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 채널 추정 단계를 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정

널 추정을 재귀적으로 행하는 것이 가능하다. 이렇게 하여, 경로탐색 및 채널 추정이 재귀적으로, 즉 보완적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다. 도 2에 있어서, 단계 S1은 수신 패킷 신호를 메모리에 축적한다. 수신 패킷 신호가 메모리에 축적된 후 단계 S2는, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 경로탐색을 한다. 경로탐색이 완료되면 단계 S3은, 수신신호에 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고 레이크 합성을 한다.

단계 S4는 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하고, 정보 심볼의 가 데이터 판정이 행해진다. 이 후 단계 S5는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해 귀환한다. 단계 S6은, 파이롯트 심볼이 위상이 미리 알려진 것 및 정보 심볼이 귀환된 공역복소값을 승산하는 것으로 미리 알려진 위상으로 되는 것을 이용해서, 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 양쪽을 사용하여 경로탐색을 한다.

경로탐색이 완료되면 단계 S7은 수신신호에 새로이 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고, 레이크 합성이 행해진다. 그리고, 단계 S8은 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조한다.

단계 S9는, 경로탐색의 처리를 반복할 것인지 아닌지를 판정하고, 판정결과가 예(Yes)이면, 처리는 단계 S5로 되돌아가서 정보 심볼의 가 데이터 판정을 행하고, 가 데이터 판정이 된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해서 귀환한다. 한편, 단계 S9의 판정결과가 아니오(No)이면 단계 S10은 데이터 판정 결과를 출력하고, 처리는 종료한다.

즉, 단계 S2의 경로탐색 및 단계 S7의 채널 추정을 상기에서 언급한 것과 같이, 제 1 경로탐색 단계 → 제 1 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → ... 과 같이 하는 것으로, 경로탐색 및 채널 추정이 재귀적, 즉 보완적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

이상과 같이, 파이롯트 심볼에 의한 경로탐색 및 채널 추정을 하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 하고, 그 후 가 데이터 판정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 다시 하는 것으로 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

그리고, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 역확산처리, 가 데이터 판정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 추정 처리 및 레이크 합성을 행하고, 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하기 때문에 그 데이터 판정 결과의 정확도를 향상시킬 수 있다. 또한, 정확도가 향상된 데이터 판정의 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시키고, 결과적으로 데이터 판정 결과가 더욱 향상하게 된다. 이와 같이 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써 양자의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 3은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 경로탐색부의 제 1 실시예는, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 후술하는 경로탐색부의 제 2~제 7 실시예는 각각 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 2~제 7 실시예를 채용한다. 도 3 중에서 도 1과 동일한 부분에는 동일 부호를 붙인다.

도 3에 있어서, 수신 패킷 신호는, 메모리(도시하지 않음)에 축적된 후 단자(101)을 통해 레이크 펄스 회로(110-1~110-3, 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)에 공급된다. 또한, 본 실시예에서는 일예로 3 펄스 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일반적으로는 자연수 개의 레이크 펄스 회로를 구비한다.

경로탐색부 A(120)는, 승산기(121)에 있어서 공급되는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성된 확산부호를 승산하고, 역확산처리를 한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에서 동상가산되어 지연 프로파일이 생성된다.

경로선택부(124)는, 지연프로파일 생성부(123)으로부터 지연 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다. 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)은 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펄스 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성된 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다.

역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)에는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다. 이 후, 가 판정된 정보 심볼은 재변조부(142)에 공급되어 재변조 되고, 그 공역복소값이 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133) 귀환된다.

경로탐색부 B(130)는, 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파이롯트 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 승산기(131)에 있어서 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호가 승산되어 역확산처리가 행해진다.

역확산된 심볼 가운데 파이롯트 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데, 정보 심볼은 재변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 승산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 역확산된 심볼로부터 변조부분이 제거된 값을 동상 가산하고 지연프로파일을 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일부(133)으로부터 지연 프로파일이 공급되고 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)을 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다.

지연처리제어부(117)은 경로선택부(134)에서 선택한 경로의 타이밍에 따라, 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)은 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 신호는, 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)은 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다. 동기검파부(141)로부터의 검파출력은 단자(102)에 의해 출력된다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정 및 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

또한, 도 3에 있어서, 확산신호 복제 생성부(122)(132)와, 지연 프로파일 생성부(123)(133)과, 경로선택부(124)(134)가 따로따로 구성되어 있지만 공유하는 구성으로 하는 것도 가능하다.

도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 4 중에서 도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 4에 있어서, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)은 도 1에 나타난 오류정정복호부(143-1) 및 오류정정부호화부(143-2)에 대응한다.

도 4의 구성은, 특히 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우, 가 데이터 판정을 하여 얻어진 정보 심볼의 오류정정복호를 행하고, 다시 오류정정부호화 및 재변조를 하여 경로탐색부에 귀환하는 것을 특징으로 하고 있다.

동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한 후, 가 데이터 판정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고, 오류정정 복호가 행해진다. 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 오류정정부호화 된 후 재변조부(142)에 공급된다.

재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다. 그 외의 처리는 상기 경로탐색부의 제 1 실시예와 동일하여, 그 설명을 생략한다.

이상과 같이, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)을 구비하는 것에 의해 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우에, 그 오류정정부호를 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도의 향상에 효과적으로 이용하는 것이 가능하다.

다음으로, 다중반송파 전송방식을 채용하는 경우의 경로탐색부에 대해 도 5~도 7과 함께 설명한다.

도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 5 중에서 도 4와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고 그 설명은 생략한다.

즉, 도 5의 구성은 m 개의 부반송파를 갖는 다중 반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색에 적합하다. 이 다중 반송파 CDMA 방식에서는 각 부반송파마다 CDMA에 의해 복수의 이동국의 신호가 다중화 되어있고 부반송파마다 경로탐색을 할 필요가 있다.

도 5에 있어서, 수신 패킷 신호는 메모리(도시되지 않음)에 축적된 후, 단자(101)를 통해 다중 반송파 복조기(210)에 공급된다. 다중 반송파 복조기(210)은 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파의 성분으로 분리하고, 각 부반송파의 성분마다 회로(200-1~200-m)에 공급한다. 또한, 다중 반송파 복조기(210)는 이산 푸리에 변환기(Discrete Fourier Transform: DFT), 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT) 및 필터등에 의해 실현이 가능하다.

회로(200-1)에 포함되는 레이크 핑거 회로(110-1~110-3), 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 다중반송파 복조기(210)으로부터 소정의 부반송파의 신호가 공급된다. 이 실시예에서는 3 핑거 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일반적으로 자연수 개의 레이크 핑거 회로를 구비한다.

경로탐색부 A(120)은, 승산기(121)에 있어서 공급된 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성한 확산 부호를 승산하고, 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다. 회로(200-2~200-m)로부터도 마찬가지로 확산처리된 파이롯트 심볼이, 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다.

지연 프로파일 생성부(123)는, 각 회로(200-1~200-m)에 있어서, 역확산처리된 파이롯트 심볼을 부반송파마다 동상가산 하고, 각 부반송파마다 동상가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다. 경로선택부(124)는 지연프로파일 생성부(123)으로부터 지연 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 패스를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해 복제기(214)에 공급한다.

복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연처리제어부(117)에 각각 공급한다. 즉, 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)은 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성된 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 회로(200-1~200-m)에 포함되는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병직렬변환기(212)에 공급되고, 하나의 계열로 변환된 후, 동기검파부(141)에 공급된다. 동기검파부(141)은 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조해서 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한 후, 가 데이터 판정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고 오류정정 복호가 행해진다. 그리고, 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 정정부호화 된 후, 재변조부(142)에 공급된다. 그리고, 재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경

로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다.

또한, 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있지 않는 경우, 경로탐색부의 제 1 실시예와 같이, 가 데이터 판정된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환시켜도 좋다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파마다 공급된 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)와, 회로(200-1~200-m)에 각각 포함되는 송산기(131)에 있어서 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 송산하여 역확산처리를 한다.

역확산된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 역확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 재변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 송산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파마다 역확산된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 동상가산 하고, 그 후, 각 부반송파마다 동상가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일부(133)로부터 지연프로파일이 공급되고 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로 선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)을 통해 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연처리제어부(117)에 공급한다.

지연처리제어부(117)은 경로선택부(134)에서 선택한 경로의 타이밍에 따라서, 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리 제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 송산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 송산하여 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다.

회로(200-1~200-m)에 포함된 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병직렬변환기(212)에 공급되고, 하나의 계열로 변환된 후 동기검파기(141)에 공급된다. 동기검파부(141)은 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정, 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 6 중에서 도 5와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고 그 설명은 생략한다. 도 6의 구성은 경로탐색부 B(130)이 각 부반송파마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하고, 지연 프로파일의 생성 및 경로 선택을 하는 것에 특징을 갖는다.

경로선택부(124)는, 선택된 경로의 정보를 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고 회로(200-1~200-m)에 포함되는 스위치(118) 각각에 공급한다. 또한, 스위치(118)는 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

본 실시예에서는, 경로탐색부의 제 4 실시예와 같은 처리를 하고, 재변조부(142)에 다시 오류정정부호화 된 정보 심볼이 공급된다. 재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 직렬변환기(216)에 공급한다. 직렬변환기(216)는 공급된 공역복소값을 복수의 계열로 변환한 후 그 변환 공역복소값을 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연 프로파일 생성부(133)에 각각 귀환한다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파마다 공급되는 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 회로(200-1~200-m)에 각각 포함되는 송산기(131)에 있어서, 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 송산하여 역확산 처리를 한다.

역확산된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 재변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 송산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파마다 역확산된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 동상가산 하고 지연 프로파일을 생성한다.

회로(200-1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(134)는 지연 프로파일 생성부(133)에서 지연된 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리제어부(117)에 공급한다.

따라서, 각 부반송파마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리제어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부반송파마다 제어할 수 있다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 7 중에서 도 6와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 7의 구성은 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)가 각 부반송파마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하는 것에 특징을 갖는다.

역확산된 파일럿 심볼이 공급되면, 회로(200-1~200-m)마다 각각 포함된 지연 프로파일 생성부(123)는 역확산처리된 파일럿 심볼을 부반송파마다 동상가산 하고 지연 프로파일을 생성한다. 회로(200-1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(124)는 지연 프로파일 생성부(123)로부터 지연프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리제어부(117)에 공급한다.

따라서, 각 부반송파 마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리제어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 펄거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부반송파 마다 제어할 수 있다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정, 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 8에서는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130), 레이크 펄거 및 레이크 합성부(220)의 구성을 간략화하여 나타내고 있지만, 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현가능하다. 레이크 펄거 및 레이크 합성부(220)는 레이크 펄거 회로(110-1~110-3) 및 레이크 합성부(140)에 해당한다. 도 8중에서 도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

재변조부(142)는 공급되는 정보 심볼을 재변조하고, 그 공액복소값을 판정귀환 심볼 선택부(222)에 공급한다. 판정귀환 심볼 선택부(222)는 공급되는 N_d 개(N_d : 자연수)의 심볼 가운데, k 개($k \leq N_d$, k : 자연수)를 선택하고, 그 복소공액값을 경로탐색부 B(130)에 귀환한다.

이와 같이, 판정귀환 심볼 선택부(222)는 N_d 개의 재변조 된 정보 심볼 가운데 임의의 연속하는 k 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 이산적으로 임의의 k 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 전체($k = N_d$)를 선택하여 귀환해도 좋다.

또, k 개의 심볼을 선택하는 경우, 그 심볼에 대한 수신 심볼의 신뢰도에 따라 신뢰도가 높은 것으로부터 선택하여 귀환하여도 좋다. 그 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하여 귀환하여도 좋다. 또한, 수신신호의 신뢰도에는, 예를 들면 그 수신 심볼의 수신전력을 사용하는 것이 가능하다.

수신 심볼의 수신전력을 구하기 위한 일실시예로서는, 복조하여 얻어지는 가 데이터 판정 결과의 공액복소값을 레이크 합성된 신호 심볼에 승산한 값을 구하고, 그 값을 제공한 것을 사용할 수가 있다.

또, 수신 심볼의 신뢰도를 구하기 위한 일실시예로서는, 그 수신 심볼의 희망신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 좋다. 이 이외의 실시예를 실현하기 위한 구성으로는 도 9에 나타난 구성이 있다. 도 9는 희망신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.

희망신호전력은 가 데이터 판정부(230)에 의한 가 데이터 판정 결과의 공액복소값을 레이크 합성된 수신 심볼에 승산한 값을 구하고, 그 값을 제공기(232)에서 제공을 한 값에 의해 근사 가능하다. 또, 간섭 플러스 잡음 전력은 레이크 합성된 파이롯트 심볼을 제공기(234)에서 제공하고, 그 제공한 값을 평균화기(236)에서 평균화한 평균치와 각 레이크 펄거 회로에 있어서 채널변동 추정치의 제공치의 합계를 제공기(240)에서 제공한 값과의 차에 의해 근사 가능하다.

도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 10중에서 도 8과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 10의 구성은, 동기검파부(141)과 재변조부(142)와의 사이에 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)를 구비한 것을 특징으로 한다. 즉, 도 10의 구성은 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되는 경우, 가 데이터 판정된 정보 심볼의 오류정정복호를 하고, 다시 오류정정부호화 및 재변조를 하여 귀환한다. 또한, 도 10의 각부의 구성은 간략화하여 나타내고 있지만 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현할 수 있다. 수신 심볼의 신뢰도로는 앞에서 나타난 정보 심볼의 수신전력이나 희망신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 무방하며, 오류정정복호를 할 때에 사용된 수신 신호의 우수범(likelihood)에 기초한 것이어도 좋다. 예를 들면, 오류정정부호로 컨버루션(Convolution) 부호가 사용되는 경우에는 비터비 부호의 과정에서 계산하는 가지(Branch) 매트릭스(Matrix)의 값을 수신신호의 신뢰도로 사용할 수 있다.

상기의 언급과 같이, 본 실시예에 의하면 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼의 경로탐색을 하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 재검출 함으로서 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

또, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 복조를 한 것에 의해 데이터 판정 결과의 정확도를 향상할 수 있다. 한편, 정확도가 향상된 데이터 판정 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도가 더욱 향상하고 결과적으로 판정 결과가 향상될 수 있다.

도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 채널추정부의 제 1 실시예는 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 후술하는 채널추정부의 제 2~제 11 실시예는 각각 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 2~제 11 실시예를 채용한다.

도 11의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신된 패킷 신호가 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 검출하는 것이다.

도 11중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)을 통해서 지연부(212) 또는 채널변동추정부(214)에 공급된다. 채널변동추정부(214)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 스위치(210)은 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 과 정보 심볼 심볼 $rd(i)$ 로 분별하듯이 단자 (a)측 또는 단자 (b)측에 걸쳐 접속된다. 또한, 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 의 i 는 자연수이고 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP 까지 변화한다. 또, 정보 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고 정보 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다.

채널변동추정부(214)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공액복소값 $\xi d(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공액복소값 $\xi d(i)$ 의 i 는 자연수이어서 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 도 1에 나타난 동기검파부(141)에 대응한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다. 도 12 중에서 하나의 패킷내에는 시간적으로 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 위치에서 행할 수 있고, 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 12의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 스위치(210)을 절체하는 것에 의해 수신 패킷 신호를 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 채널변동보상부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 13 중에서 하나의 패킷내에는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 13의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 확산처리하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 14는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 14의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입된 것으로 한다.

도 14 중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)을 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(220)에 공급된다. 채널변동추정부(220)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)은 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 과 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별하도록 단자(a)측 또는 단자(b1~bn)측에 절체 접속된다. 또한, 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP까지 변화한다. 또한, 정보 심볼 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(220)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 15 및 도 16은 본 실시예에 있어서, 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 15 및 도 16 중에서 동일한 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에는 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷에 포함된 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 조합함으로써 채널 추정이 행해진다.

도 15는, 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 시간적으로 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 16은 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 부호에 의해 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 15의 패킷을 수신한 경우, 도 14의 구성에서는 스위치(210)를 절체하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 과 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

또, 도 16의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 과 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 17은 본 발명의 실시의 한 형태에 관한 채널추정 방법의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 17의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 공통제어 채널 내에 부여한 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 이동통신 시스템에서는 기지국으로부터 이동국에 각종 제어신호를 통지하는 공통제어 채널이 일반적으로 구비되어 있다. 그래서, 공통제어 채널내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 다중화한 패킷을 기지국으로부터 이동국에 송신한다.

도 17 중에서 기지국으로부터 이동국에 송신된 수신 패킷 신호는 이동국에 있어서 공통제어 채널 내에 다중화되어 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별되어 채널변동보상부(216) 또는 채널변동추정부(222)에 공급된다. 채널변동추정부(222)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 또한, 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼 수 Np,C 까지 변화한다. 또한, 정보 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고, 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(222)는, 공급된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 18 및 도 19는 본 실시예에 있어서 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 18 및 도 19 중에서 기지국으로부터 이동국에 송신되는 패킷의 공통제어 채널 내에는 시간적 또는 부호에 의해 다중화 된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷의 공통제어 채널 내에 포함되는 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 이용해서 채널 추정이 행해진다.

도 18은 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제어 채널 내에 시간적으로 다중화 되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 19는 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제어 채널 내에 부호에 의해 다중화 되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 18의 패킷을 수신한 경우, 도 17의 구성에서는 공통제어 채널내에 시간적으로 다중화 되어 있는 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

또한, 도 19의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중되어 있는 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 20의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제어 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다.

도 20 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제어 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(224)에 공급된다. 채널변동추정부(224)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, 정보 심볼 $rd(i)$ 및 공통제어 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 로 분별하도록 단자(a)측 또는 단자(b1~bn)측에 걸쳐 접속된다.

채널변동추정부(224)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 및 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 21의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제어 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있는 것으로 한다.

도 21 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제어 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(226)에 공급된다. 채널변동추정부(226)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$, 정보 심볼 $rd(i)$ 및 공통제어 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 로 분별하도록 단자(a)측 또는 단자(b1~bn)측에 걸쳐 접속된다.

채널변동추정부(226)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 및 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 22의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 처리를 귀환루프에 의해 반복하는 것이다.

도 22 중에서 수신 패킷 신호는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 구분되고, 지연부(230)(238)에 정보 심볼 $rd(i)$, 채널변동추정부 A(232) 및 지연부(240)에 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 가 각각 공급된다. 채널변동추정부 A(232) 및 채널변동추정부 B(246)은 각각 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다.

채널변동추정부 A(232)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공액복소값 $\xi A, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 또한, 공액복소값 $\xi A, d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다. 한편, 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 각 실시예와 동일한 방법을 채용할 수 있다.

한편, 지연부(230)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공액복소값 $\xi A, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조기(244)에 공급한다. 변조기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 복소공액값 $X_d(i)$ 를 송산기(242)에 공급한다. 한편, 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 송산기(242)에 공급한다.

송산기(242)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 그 계열의 공액복소값 $X_d(i)$ 를 승산함으로써 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열 $yd(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다. 또, 지연부(240)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rp(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다.

채널변동추정부 B(246)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 및 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열 $yd(i)$ 를 사용하여 다시 채널 추정을 한다. 여기서 얻어지는 채널추정치의 공액복소값 $\xi B, d(i)$ 는 다시 채널변동보상부(234)에 공급된다.

채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공액복소값 $\xi B, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정을 출력한다.

데이터 판정된 정보 심볼은 검출출력으로써 그대로 출력해도 무방하며, 다시 변조기(244) 및 송산기(242)를 통해서 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 이러한 처리를 n 회(n : 자연수) 반복하여도 좋다.

도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 23 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 23의 구성은, 변조기(244)와 송산기(242)와의 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 송산기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공액복소값 $X_d(i)$ 를 가중치 부여 생성부(248)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(248)는 공급된 공액복소값 $X_d(i)$ 에 대해 가중치 부여를 한다.

예를 들면, 가중치 부여 생성부(248)는 그 정보 심볼이 수신된 상황에 따라 가중치 부여 값 $W_d(i)$ 를 출력한다. 출력된 가중치 부여 값 $W_d(i)$ 의 일례로는 채널 변동 보상된 수신 심볼 계열 $Z_d(i)$ 의 값을 제공하고, 그 결과 얻어지는 수신 심볼의 수신 신호 전력의 값에 비례하는 값을 사용할 수 있다.

또한, 각 수신 심볼마다의 희망신호전력 대 간섭전력비에 비례하는 값을 가중치 부여 값 $W_d(i)$ 로 이용할 수 있다. 희망신호전력 대 간섭전력비를 구하기 위해서는, 예를 들면 희망신호전력으로서 정보 심볼의 수신전력을 사용하고, 채널변동 보상된 수신 심볼 $Z_d(i)$ 와 그 채널추정치 $\xi A, d(i)$ 의 제곱값과의 차의 제곱값을 구하고, N_d 심볼에 걸치는 평균치를 간섭신호로 사용하면 좋다.

한편, 가중치 부여 제어부(248)를 제어하는 것에 의해 계열의 공액복소값 $X_d(i)$ 를 어느 정도 귀환시킬지를 제어할 수 있다. 예를 들면, 가중치 부여를 "0"으로 한 정보 심볼은 귀환되지 않게 된다. 또한, 그 외의 처리는 도 22와 동일하고, 그 설명은 생략한다.

도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 24 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 24의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)는 도 1에 나타난 오류정정복호부(143-1) 및 오류정정부호부(143-2)에 대응한다. 동기검파부(236)는 공급되는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)는 공급되는 정보 심볼이 오류정정부호화 되어 있는 경우, 오류정정복호 처리를 하고, 다시 오류정정부호화가 이루어진다. 변조기(244)는 오류정정부호화가 이루어진 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공액복소값 $X_d(i)$ 를 송산기(242)에 공급한다. 변조기(244)는 도 1에 나타난 변조부(143)에 대응한다. 또한, 그 외의 처리의 설명은 생략한다.

도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 25 중에서도 23 및 도 24과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 25의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)를 구비하고, 변조기(244)와 송산기(242)의 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 가중치 부여 생성부(248)는 도 23을 참조하여 설명한 가중치 부여를 사용하여도 좋다. 오류정정부호의 복호시에 얻어지는 수신 심볼의 신뢰도를 사용하여도 좋다. 신뢰도로서는, 예를 들면 컨버루션 부호이면 비터비 복호시의 가지 매트릭스의 값을 사용할 수 있다. 또한, 가중치 부여 생성부(248) 및 오류정정복호기 및 오류정정부호기(250)을 도 22의 구성으로 사용하는 경우의 동작에 대해서는 도 23 및 도 24와 함께 상기에서 언급하고 있어, 그 설명을 생략한다.

또한, 상기 언급한 것과 같이, 도 23 ~ 도 25에 있어서 채널변동추정부 B(246)에의 정보 심볼의 귀환 경로와 도 8 ~ 도 10에 있어서 경로탐색부 B(130)에의 정보 귀환 심볼의 경로는 도 1에 나타난 판정귀환처리부(60)와 같은 구성을 사용하여 공용가능하다.

다음으로, 다중경로 반송파 전송방식을 채용하는 경우의 채널추정부에 대해 도 26 ~ 도 29와 함께 설명한다.

도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 26의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 8 실시예를 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 그래서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 계열은, 예를 들면 도 27에 나타난 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 27은 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 27 중에서 도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 채널변동추정부 A(232)는 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1~제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 채널변동보상부(234)는 구해진 채널추정치의 공액복소값 $\xi A, k, d(i)$ 를 대응하는 정보 심볼 $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 절대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 데이터 판정된다. 가 데이터 판정된 정보 심볼은 도 26에 병렬변환기(264)에 공급된다.

병렬변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 계열을 병렬변환 하여 하나의 계열로 변환하고 하고, 그 하나의 계열을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 계열에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 계열을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 계열의 공액복소값 $xk, d(i)$ 을 직렬변환하고, 각 부반송파마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)의 송산기(242)는 귀환된 공액복소값 $xk, d(i)$ 을 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조성분을 제거한 $yk, d(i)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조성분을 제거한 $yk, d(i)$ 및 파이롯트 심볼이 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공액복소값 $\xi B, k, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공액복소값 $\xi B, k, d(i)$ 를 정보 심볼 $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 절대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 판정된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정 및 절대동기검파의 일련의 처리를 n회(n: 자연수) 반복하여도 좋다.

도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 28 중에서도 도 26과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 28의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 9 실시예에서 채용하는 채널 추정 방법을 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 여기서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷을 각 부반송파마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 계열은, 예를 들면 도 29에 나타난 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 29는 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 29 중에서 도 27과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1~제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 구해진 채널추정치의 공액복소값 $\xi A, k, d(i)$ 를 대응하는 정보 심볼 $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 절대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 데이터 판정된다. 가 데이터 판정된 정보 심볼은 도 29의 병렬변환기(264)에 공급된다.

병렬변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 계열을 병렬변환 하여 하나의 계열로 변환하고, 그 하나의 계열을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 계열에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 계열을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 가중치 부여 생성부(272)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(272)는 채널추정부의 제 7 및 제 9 실시예에서 채용하는 가중치 부여 처리를 하는 구성이어도 좋다. 가중치 부여 생성부(272)는 가중치 부여가 이루어진 하나의 계열의 공액복소값 $xk, d(i)$ 을 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 계열의 공액복소값 $wk, d(i)xk, d(i)$ 을 직렬변환해서 각 부반송파마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)의 송산기(242)는 귀환된 공액복소값 $wk, d(i)xk, d(i)$ 를 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조성분을 제거한 $yk, d(i)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조성분을 제거한 $yk, d(i)$ 및 파이롯트 심볼이 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공액복소값 $\xi B, k, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공액복소값 $\xi B, k, d(i)$ 를 정보 심볼 $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동을 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에 절대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 판정된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 다시 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정 및 절대동기검파의 일련의 처리를 n 회(n : 자연수) 반복하여도 좋다.

상기에 언급한 것과 같이, 채널추정부의 각 실시예에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다. 또한, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 시간다중 또는 부호다중 하여 송신하는 것이 가능하다. 한편, 상기와 같은 채널 추정 방법을 통신장치에 이용함으로써 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 통신장치의 제 1 실시예에서는, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예의 임의의 조합을 사용하여도, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예 가운데 한쪽만을 사용하여도 무방한 것은 말할 필요도 없다.

그런데, 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용은 채널 추정에 한정되는 것이 아니고 경로탐색에도 적용이 가능한 것은 말할 필요도 없다. 즉, 도 12, 도 13, 도 15, 도 16, 도 18 및 도 19와 함께 파이롯트 심볼의 다중방법을 설명하였지만, 이런 다중방법으로 수신신호에 다중되어 있는 파이롯트 심볼은 도 3 ~ 도 10과 함께 설명한 경로탐색에도 이용할 수 있다. 따라서, 도 11, 도 14, 도 17, 도 20 및 도 21과 함께 설명한 채널변동추정부(214)(220)(222)(224)(226)에 입력되는 파이롯트 심볼은 채널 추정뿐만 아니라 경로탐색에도 이용할 수 있다.

다음으로, 본 발명으로 되는 통신장치의 제 2 실시예를 설명한다. 통신장치의 제 2 실시예에서는 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용방법의 어느 것을 경로탐색에 채용하던지, 혹은 채널추정부 및 경로탐색부에 양쪽에 채용하는 것이다.

통신장치의 제 2 실시예에 의해서도 상기 통신장치의 제 1 실시예와 동일한 효과를 얻을 수 있다.

또한, 본 발명은 상기 실시예에 한정되는 것이 아니고 본 발명의 범위내에 여러 가지 개량 및 변경이 가능한 것은 두 말할 필요가 없다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

삭제

청구항 2.

삭제

청구항 3.

삭제

청구항 4.

삭제

청구항 5.

삭제

청구항 6.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로의 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계 후에, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍, 및 제 1 채널추정 단계에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계와,

상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정 단계에서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트를 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 7.

삭제

청구항 8.

삭제

청구항 9.

제 6항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 행하는 채널추정 방법.

청구항 10.

삭제

청구항 11.

삭제

청구항 12.

삭제

청구항 13.

삭제

청구항 14.

삭제

청구항 15.

제 6항에 있어서,

상기 제 2 채널추정 단계는, 제 1 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상 후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼생성 단계와,

상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 16.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 행하는 가중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 17.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화하는 오류정정처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 18.

제 17항에 있어서,

상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는, 상기 오류정정부호화 후의 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 행하는 가중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 19.

삭제

청구항 20.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색을 행하는 통신장치에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와,

상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 구비한 통신장치.

청구항 21.

제 20항에 있어서,

상기 제 1 경로탐색부의 제 1 경로탐색 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정부와,

상기 제 2 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정부에서 복조된 신호에 기초하는 정보 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 22.

제21항에 있어서,

상기 제 1 채널추정부는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와,

상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제1채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 23.

제21항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 제 1 채널 추정부의 추정결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성부와,

상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 24.

제22항에 있어서,

상기 파이롯트 심볼 취득부는, 상기 수신 신호에 포함된 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와,

상기 복수의 부반송파 마다 포함된 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 가지고,

상기 제 1 및 제 2 채널추정부는, 상기 복수의 파이롯트를 이용해서 부반송파 마다 채널추정을 행하는 통신장치.

청구항 25.

삭제

청구항 26.

삭제

청구항 27.

삭제

청구항 28.

삭제

청구항 29.

삭제

청구항 30.

삭제

청구항 31.

제21항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널 추정단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 다음으로 상기 제 2 채널추정 단계후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 경로탐색단계를 행하고, 그 제 2 경로탐색단계에서 검출된 타이밍에 따라 귀환되는 정보심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

청구항 32.

삭제

청구항 33.

삭제

청구항 34.

삭제

청구항 35.

삭제

청구항 36.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호가 포함된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 경로탐색 및 채널추정의 적어도 일방을 행하는 경로탐색 · 채널추정 수단과,

상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환수단을 더 구비하고,

상기 경로탐색 · 채널추정 수단은, 채널추정 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 경로탐색을 행하고, 그 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 행하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

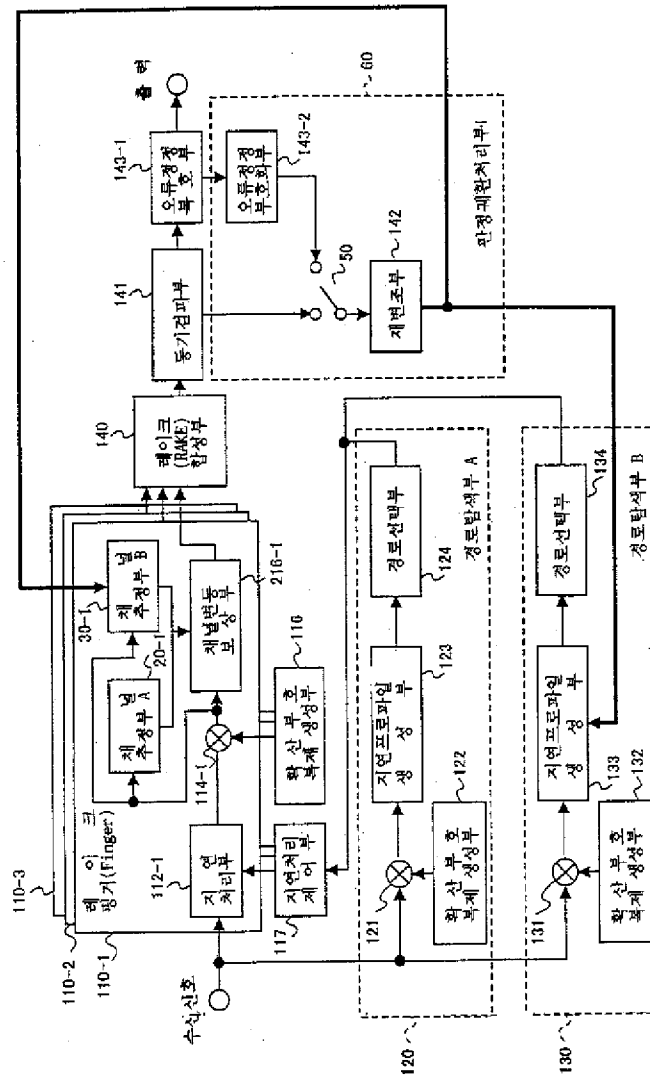
청구항 37.

제6항에 있어서,

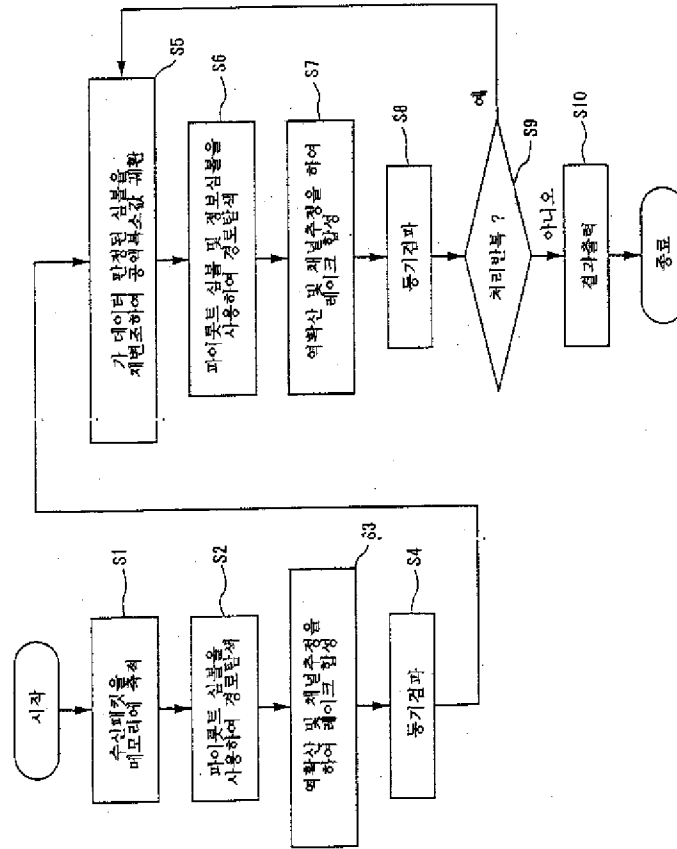
상기 제 1 채널추정 단계는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와,

상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제 1 채널추정을 행하는 단계를 포함하는 채널추정 방법.

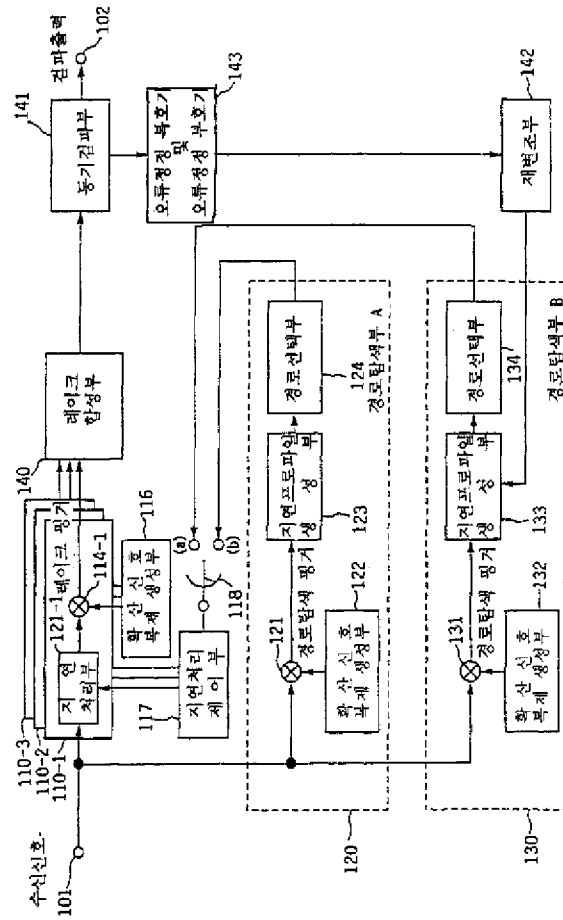
도면



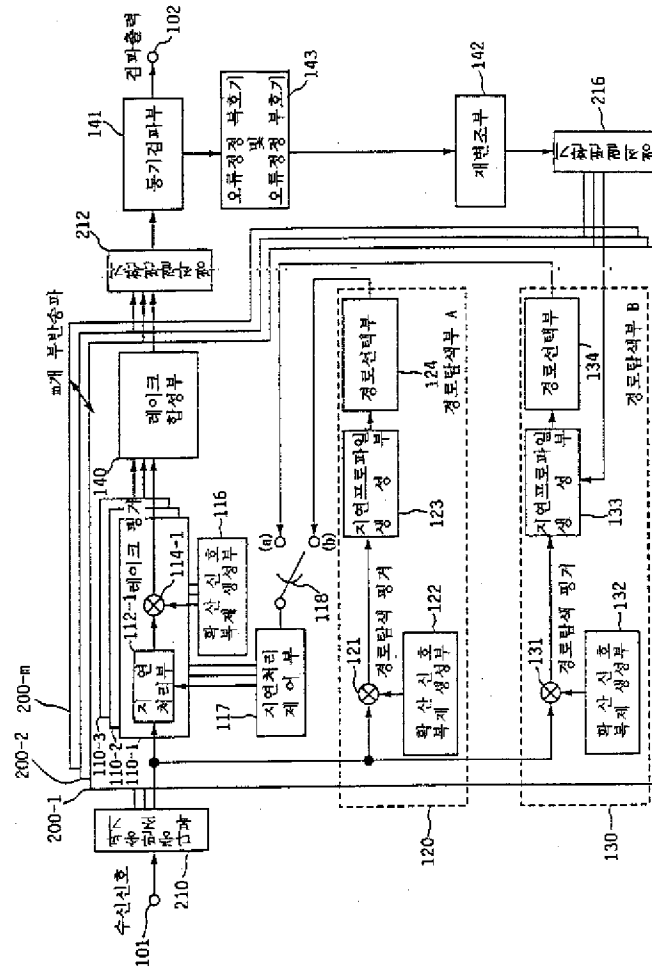
도면2



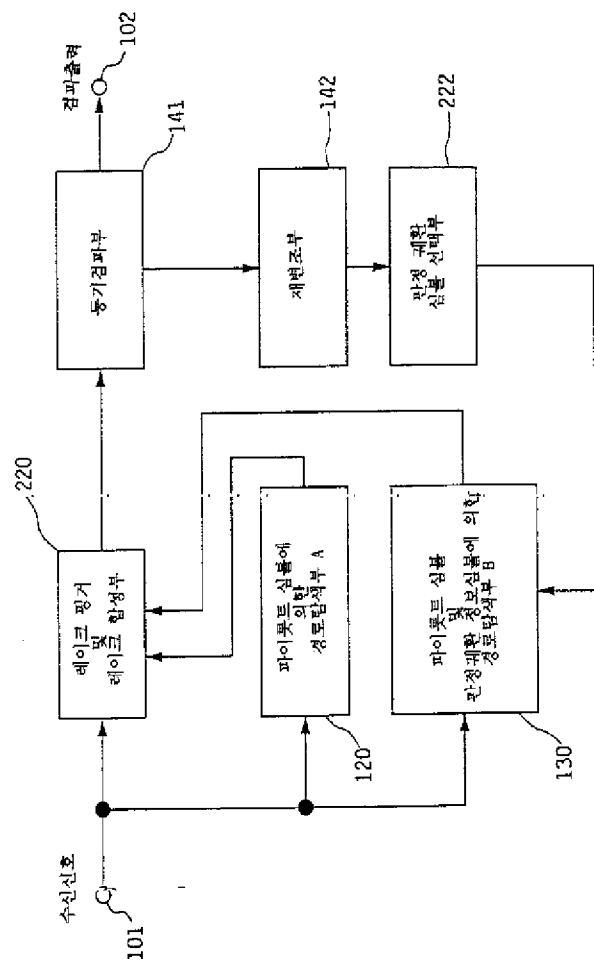
도면 4



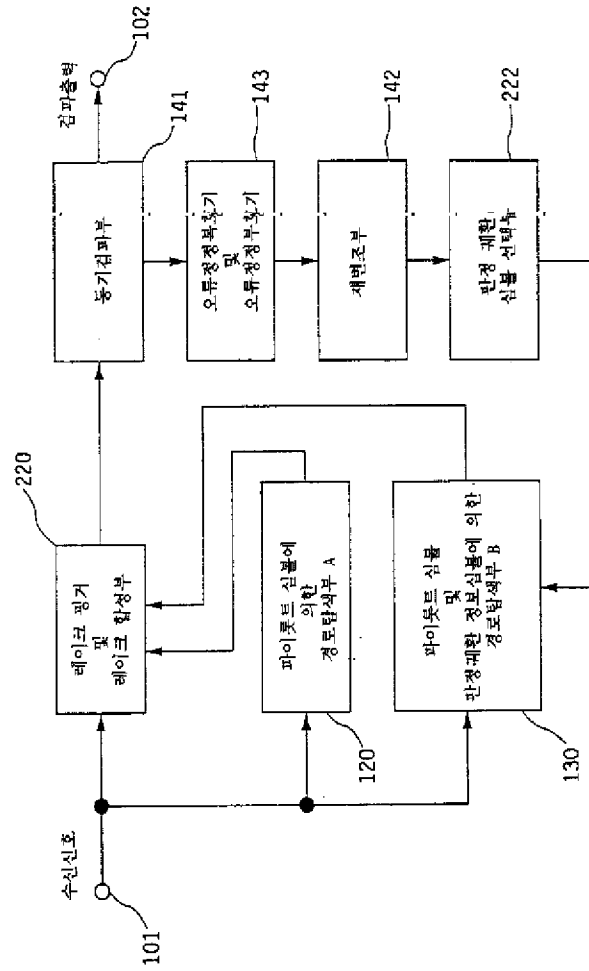
도면 7



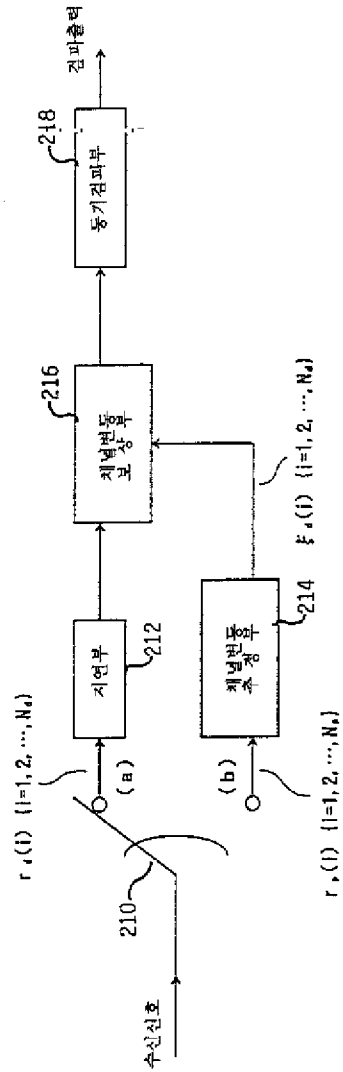
도면 8



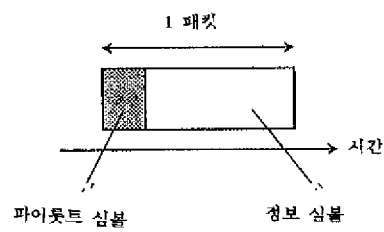
도면 10



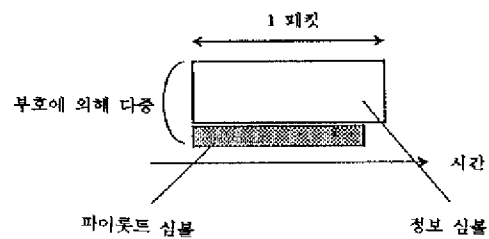
도면11



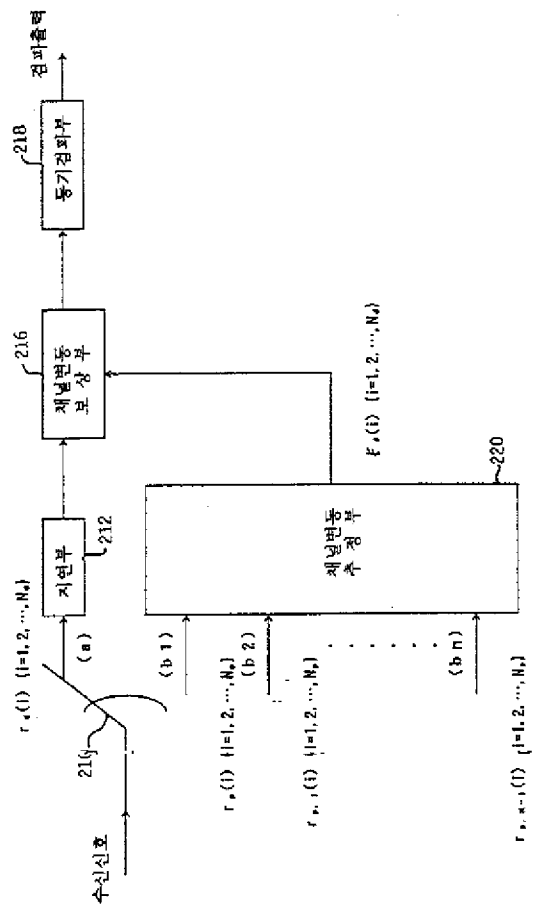
도면12



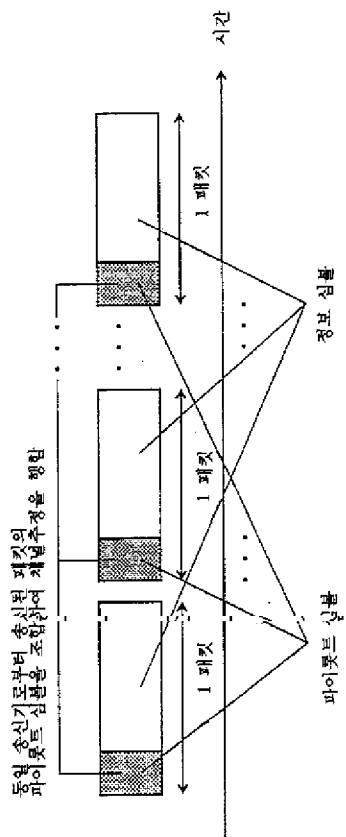
도면13

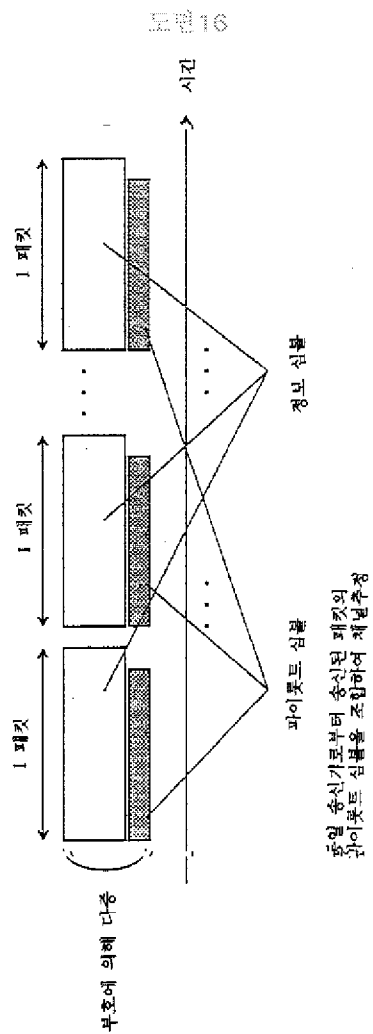


도면 14

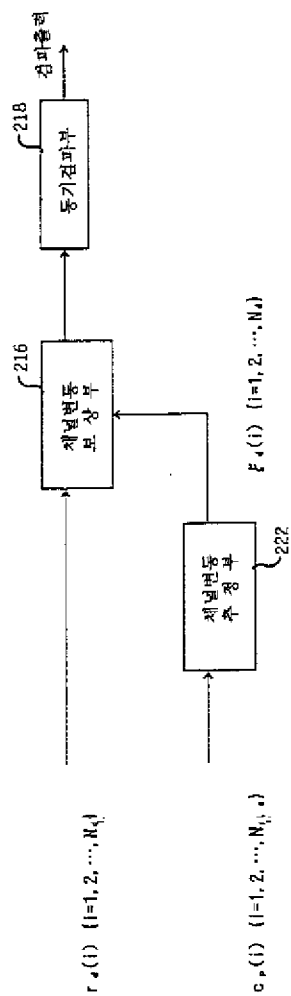


도면 15

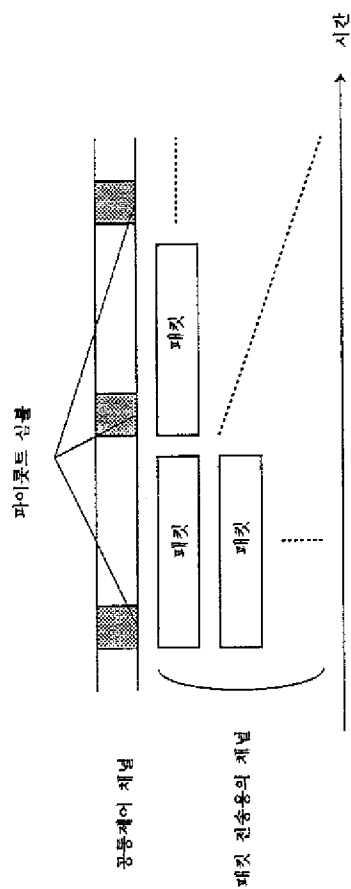


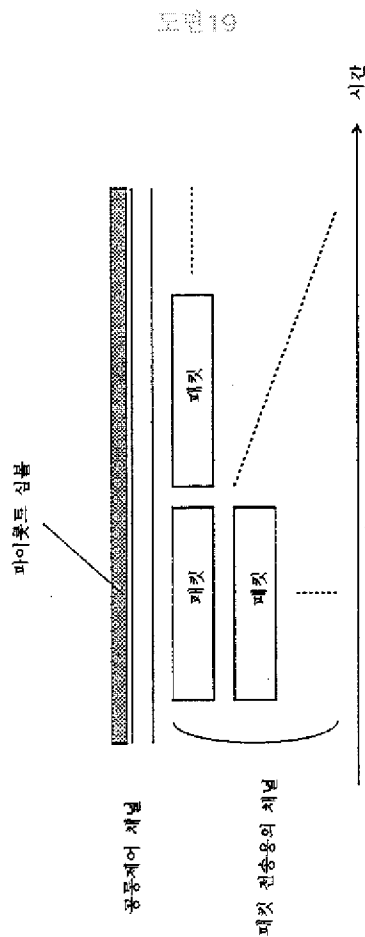


도면 17

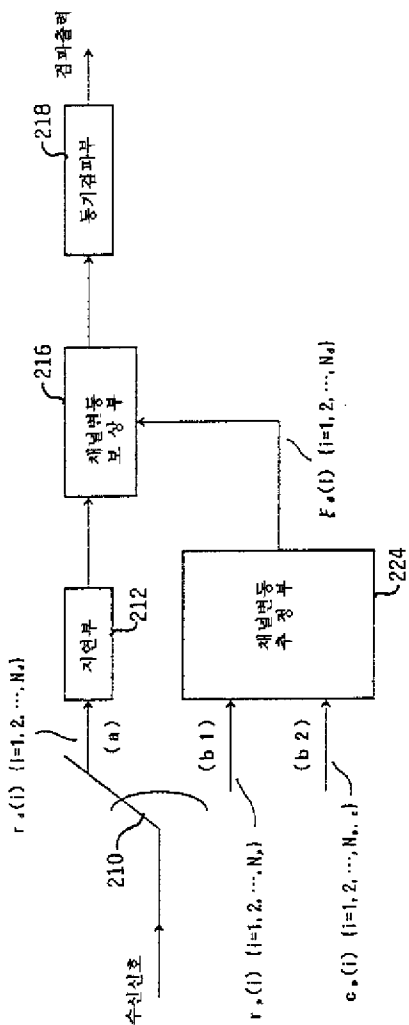


3918

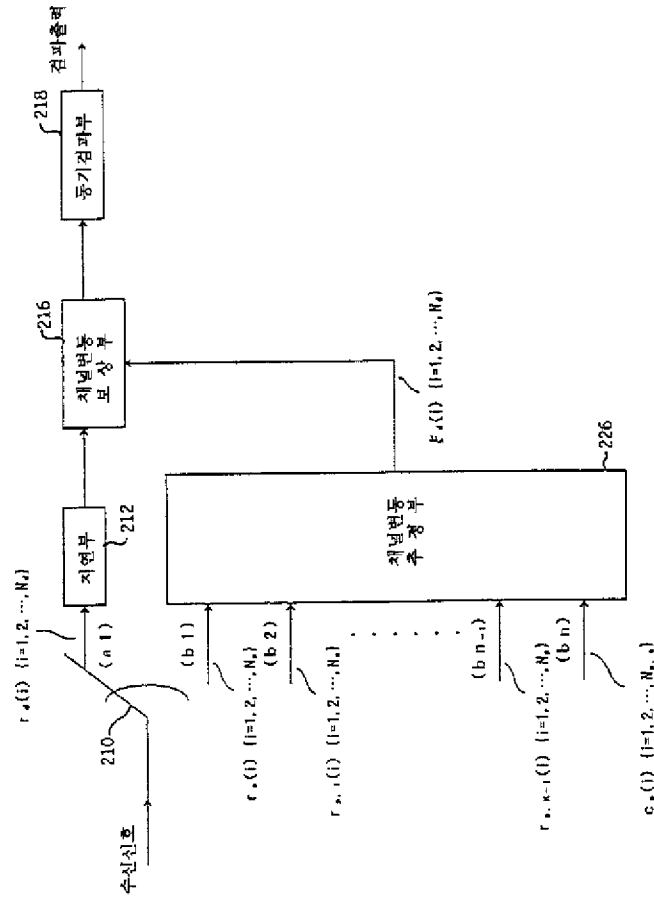




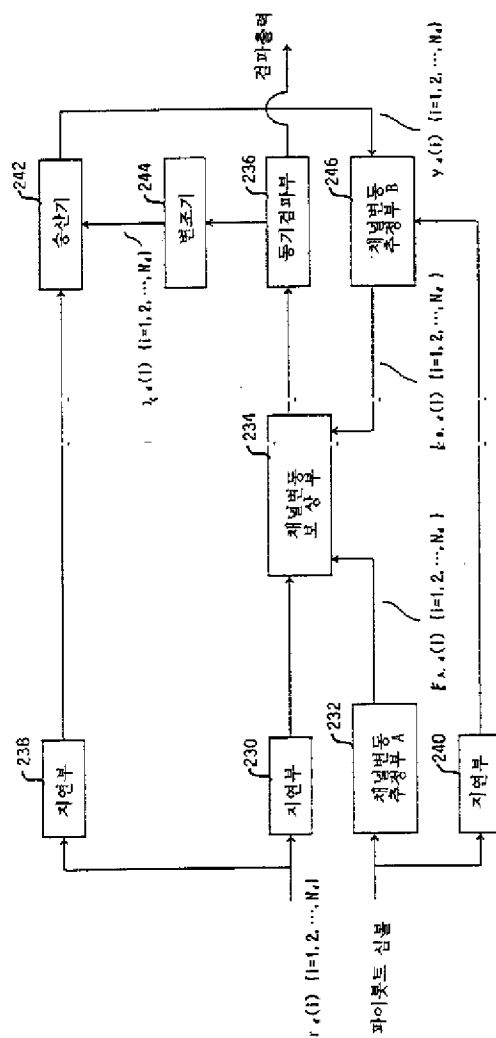
도면 20



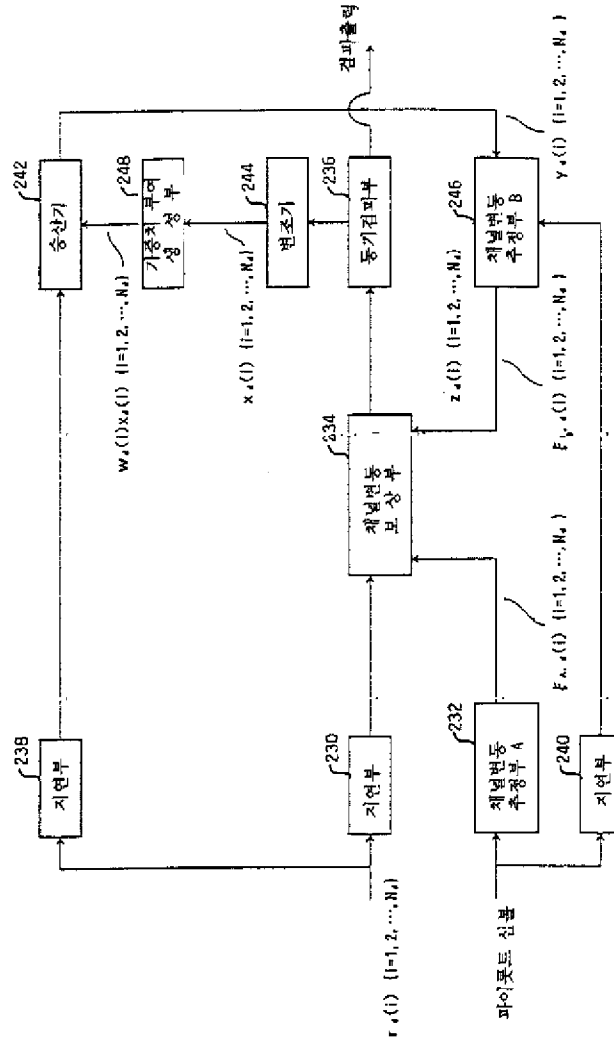
도면 23



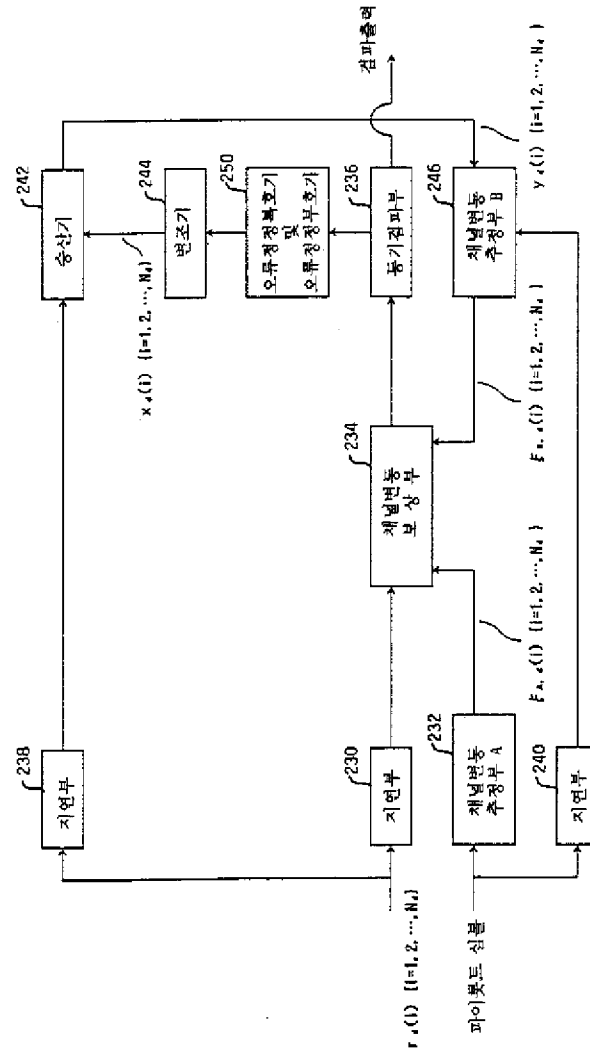
도면 22



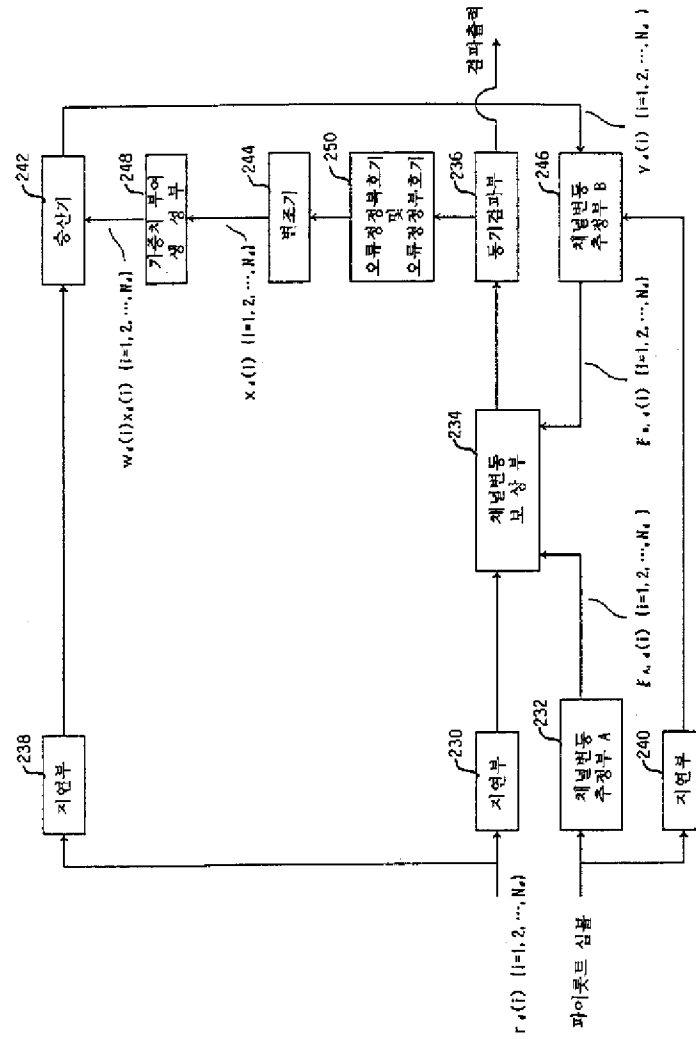
도면 23



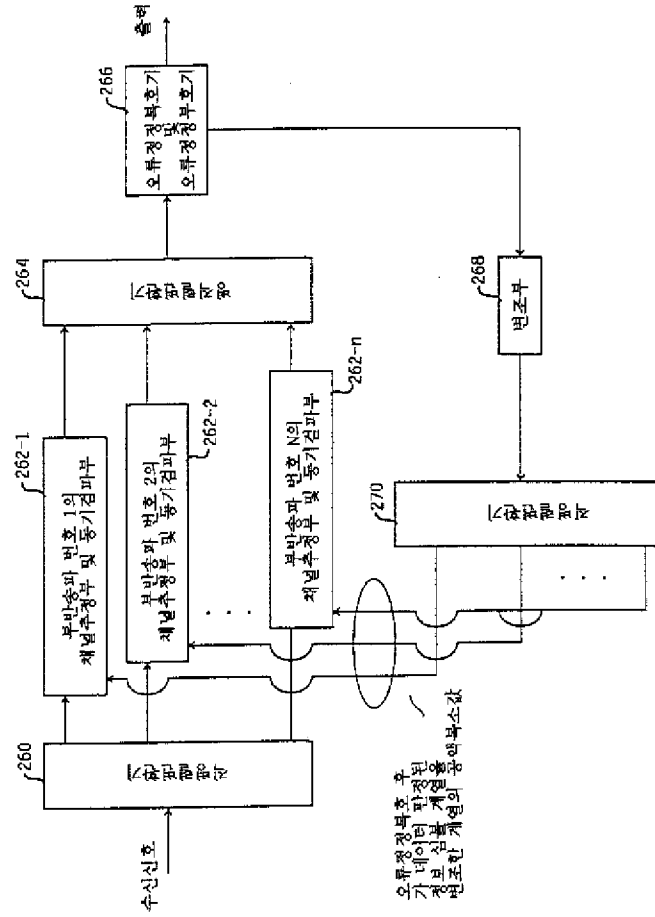
도면 24



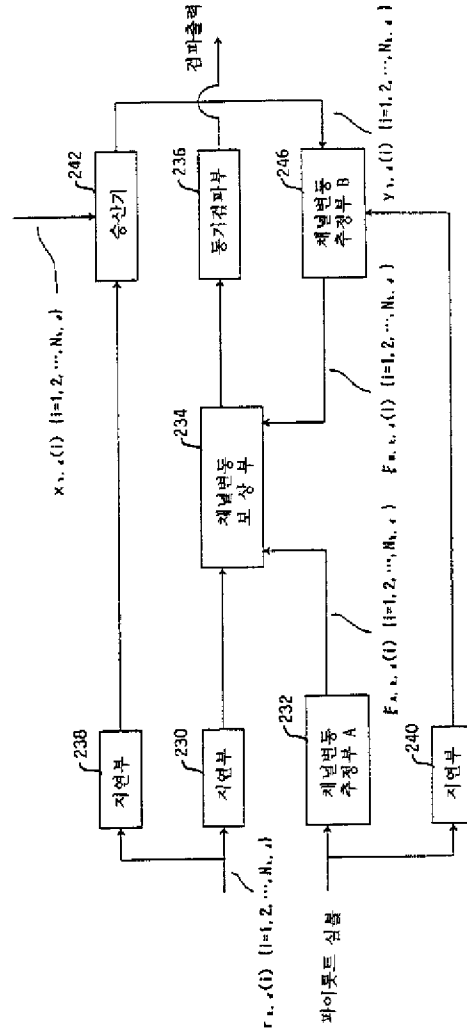
도면 25



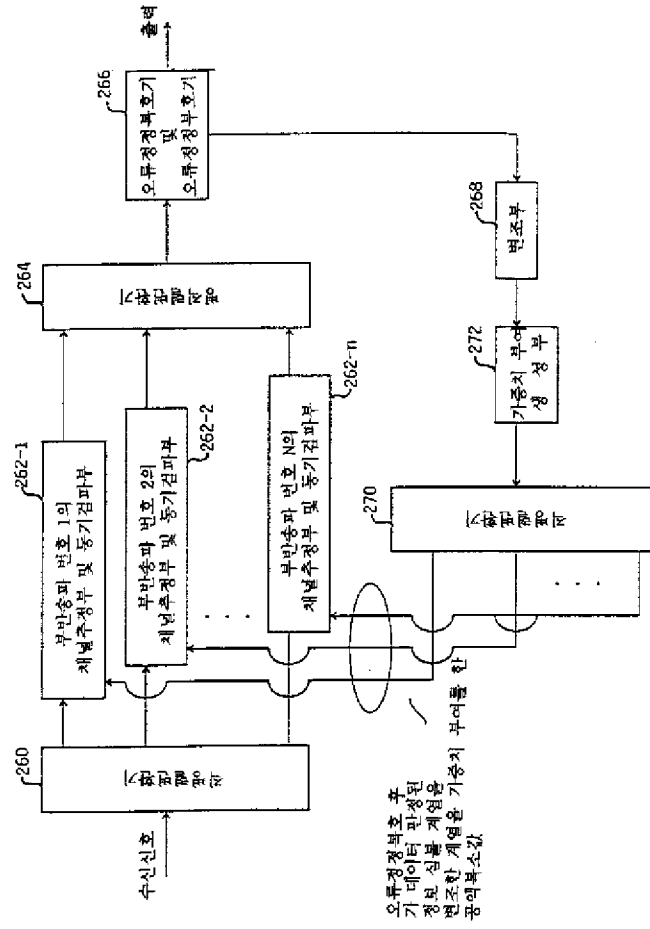
도면 26



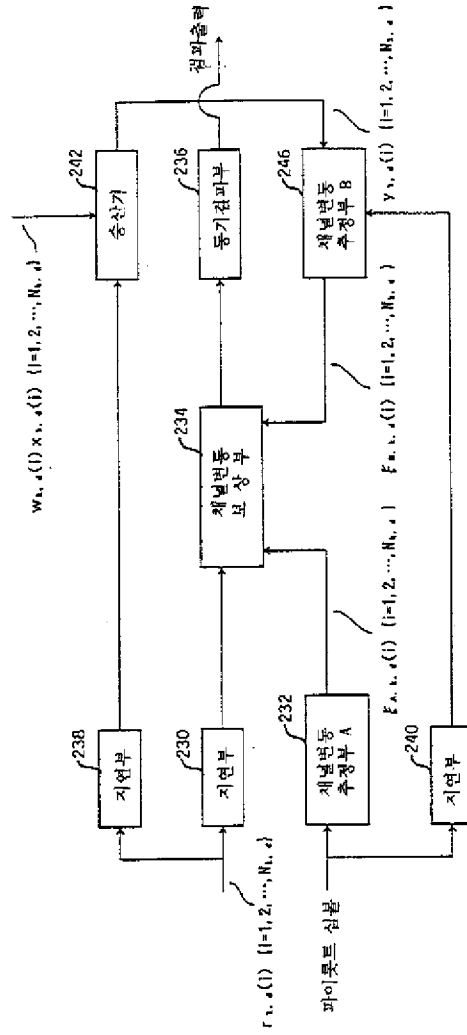
도면 27



도면 28



도면 8





US 20040071193A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication**
Atarashi et al.(10) **Pub. No.: US 2004/0071193 A1**(43) **Pub. Date: Apr. 15, 2004**(54) **PATH SEARCH METHOD, CHANNEL
ESTIMATION METHOD AND
COMMUNICATION DEVICE****Publication Classification**(51) **Int. Cl.⁷ H04B 1/707**(52) **U.S. Cl. 375/144; 375/148**(76) **Inventors: Hiroyuki Atarashi, Yokohama-shi (JP);
Sadayuki Abeta, Yokosuka-shi (JP);
Mamoru Sawahashi, Yokohama-shi
(JP)**(57) **ABSTRACT**

Correspondence Address:

**OBLON, SPIVAK, MCCLELLAND, MAIER &
NEUSTADT, P.C.
1940 DUKE STREET
ALEXANDRIA, VA 22314 (US)**(21) **Appl. No.: 09/926,089**(22) **PCT Filed: Dec. 27, 2000**(86) **PCT No.: PCT/JP00/09313**(30) **Foreign Application Priority Data**

Dec. 28, 1999 (JP) 11-375797

Dec. 28, 1999 (JP) 11-375798

A communication device includes at least one of path search means for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said received signal and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. The path search means includes a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols and a second path search part for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and pilot symbols. The channel estimation means includes a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols.

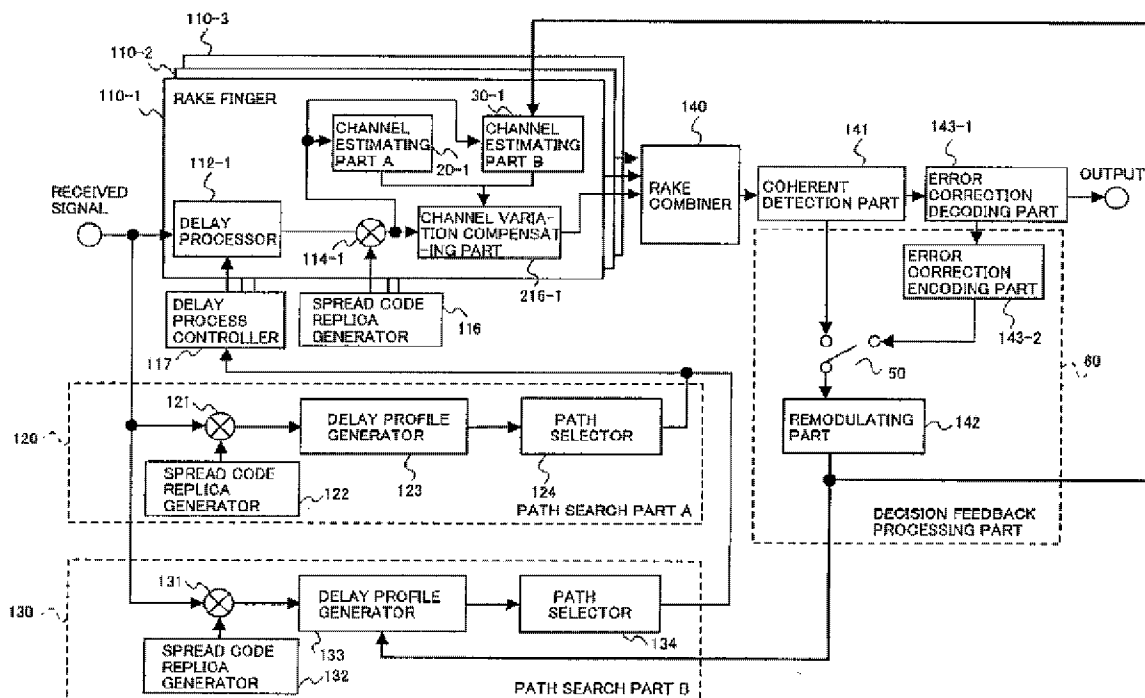


FIG. 1

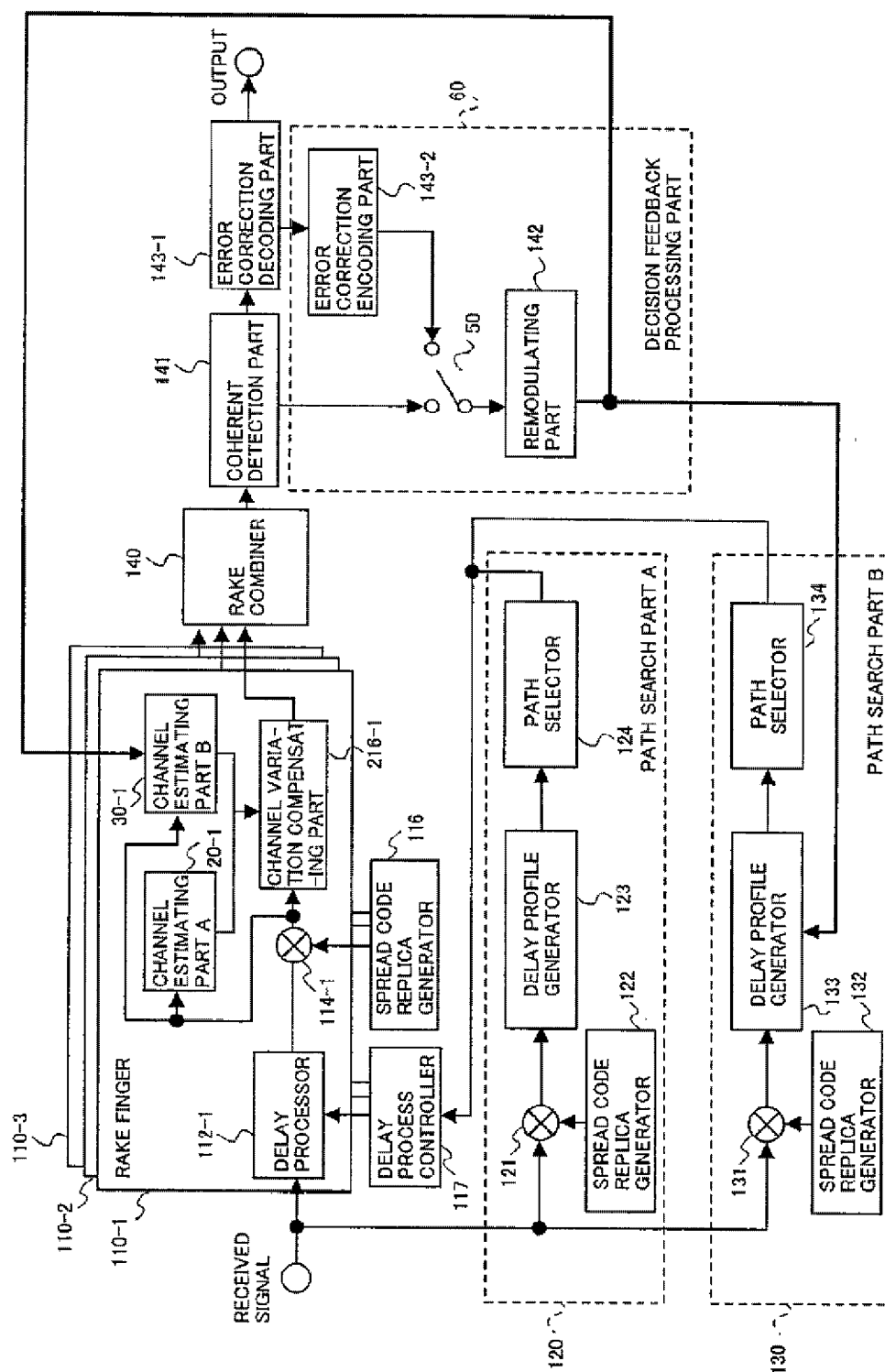


FIG.2

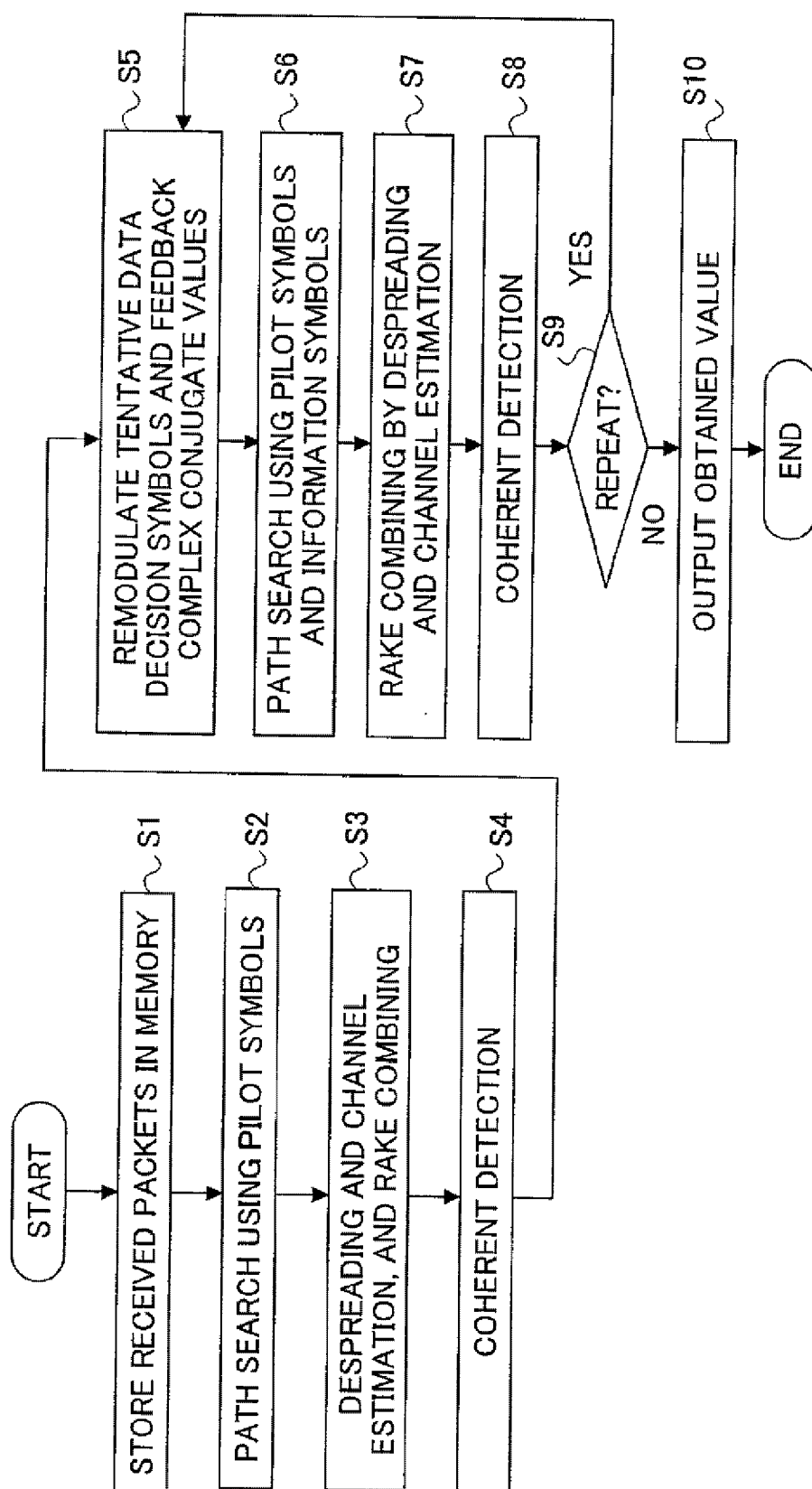


FIG.3

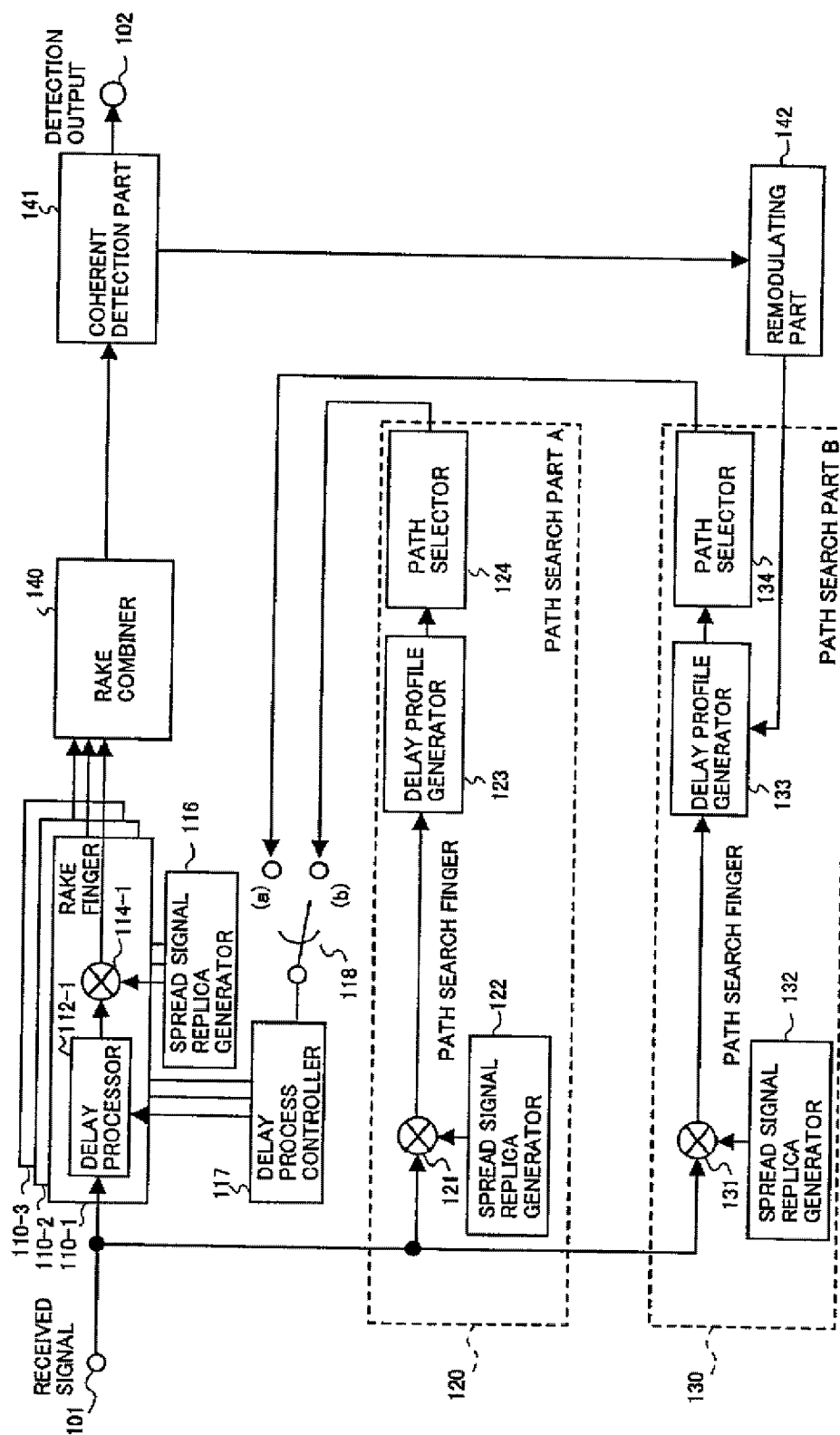


FIG.4

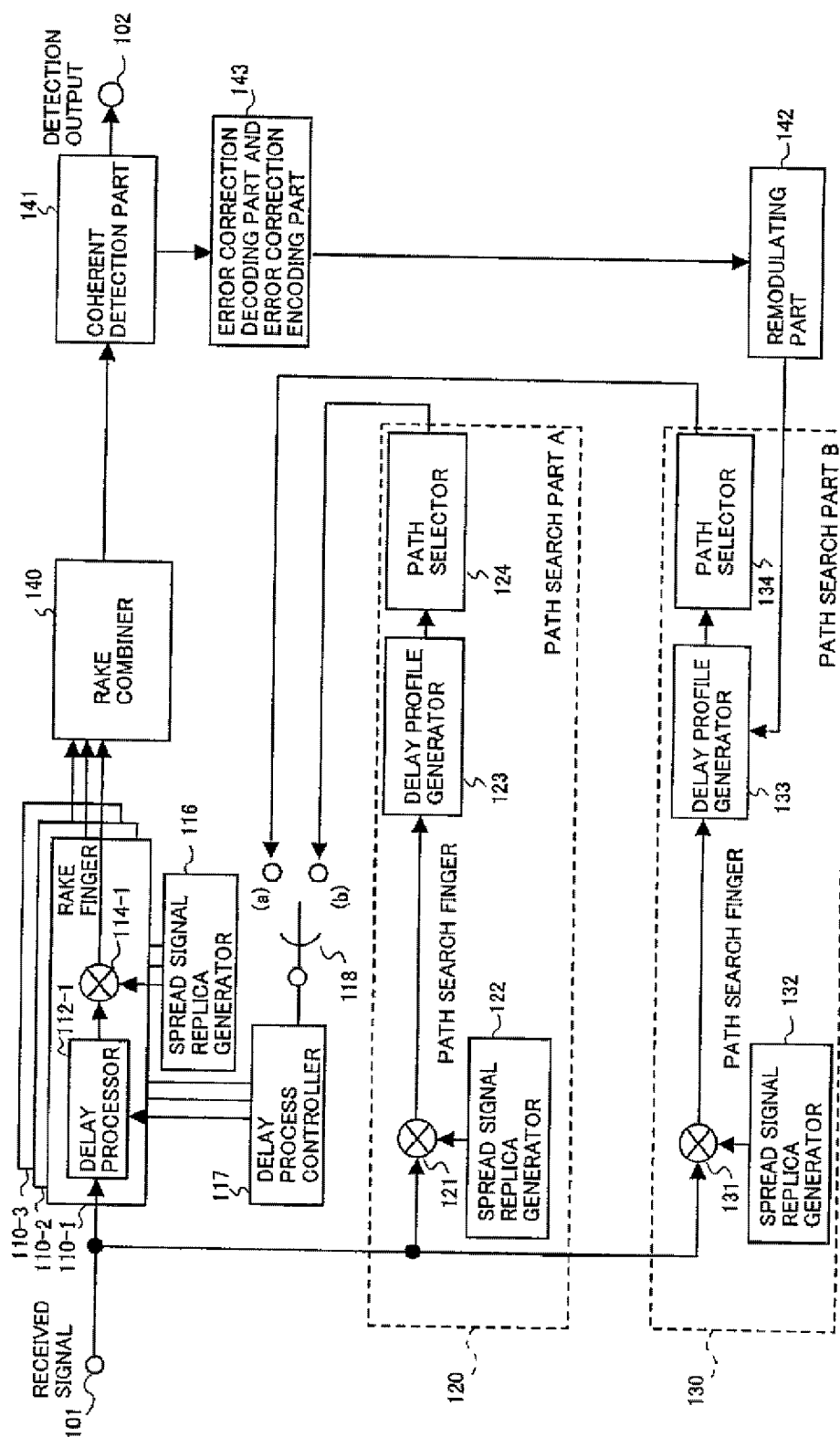


FIG. 5

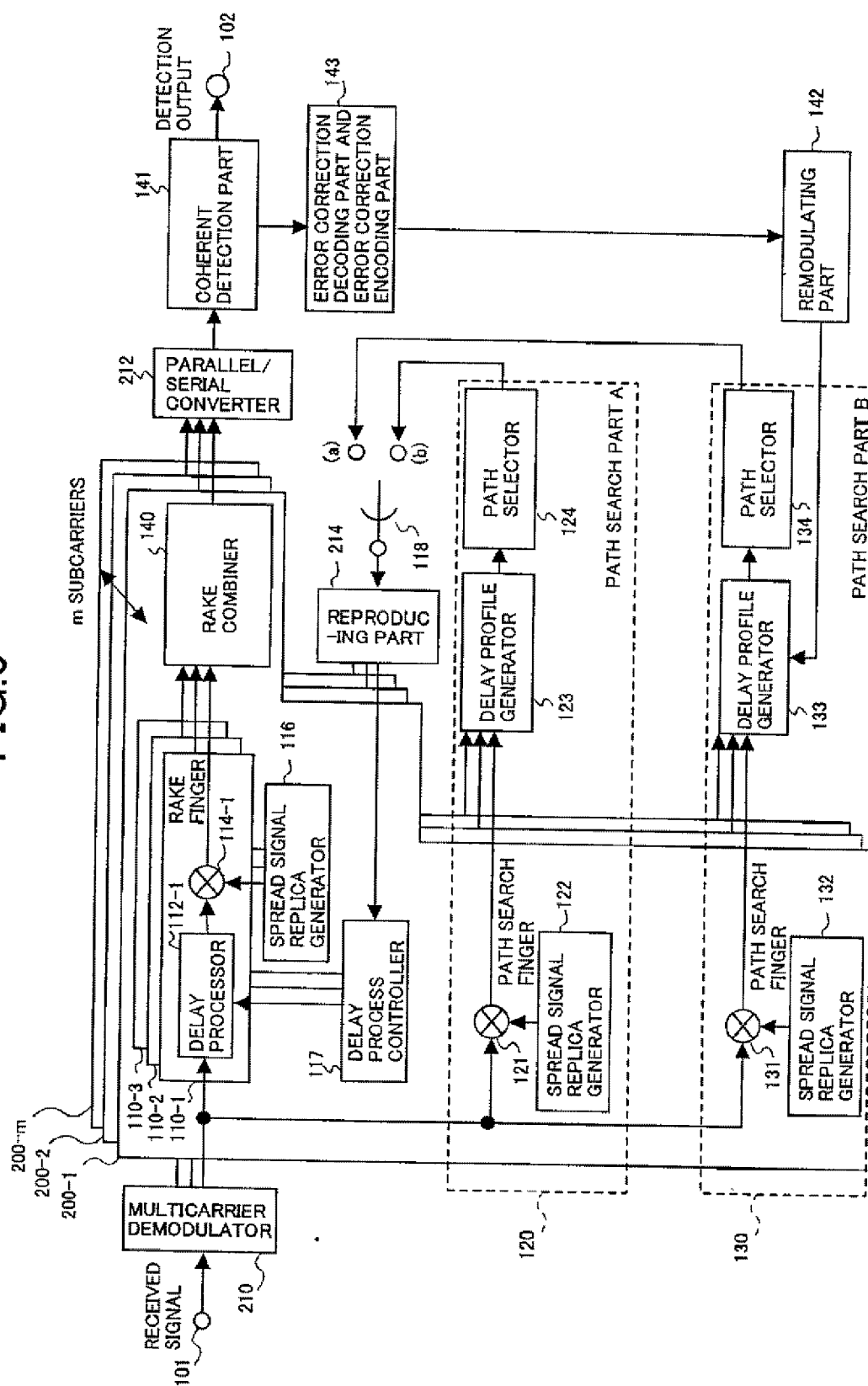


FIG. 6

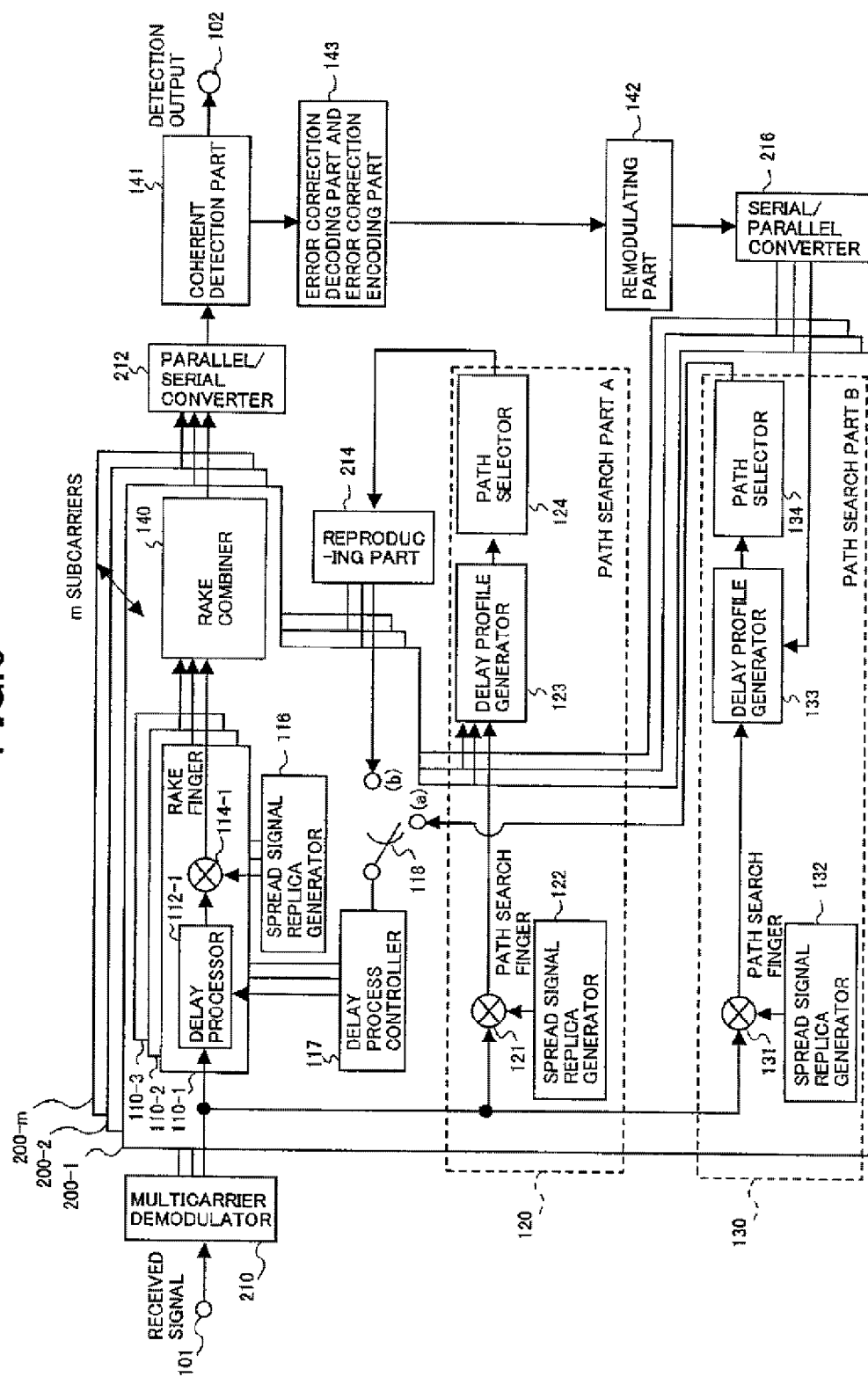


FIG. 7

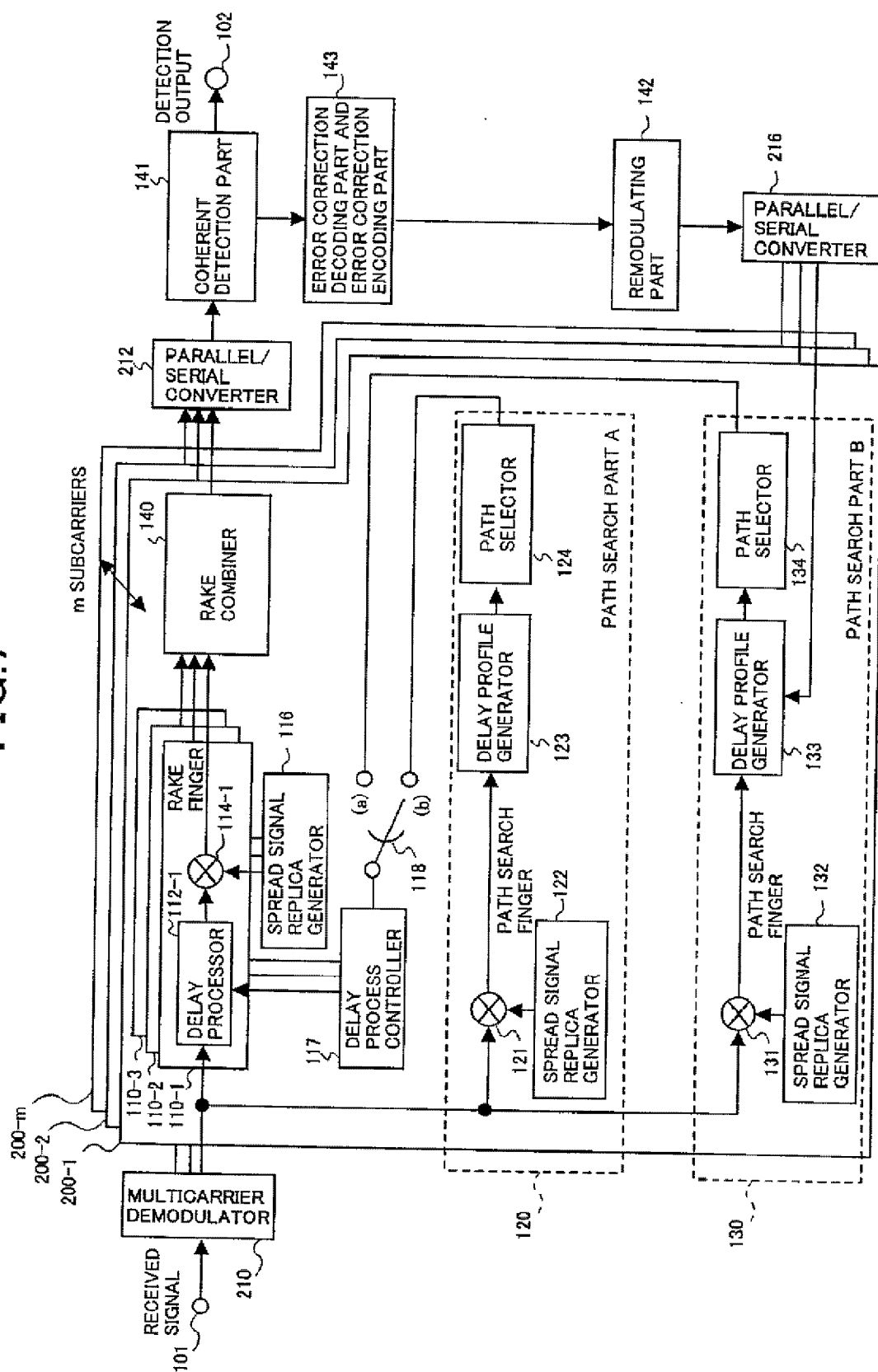


FIG.8

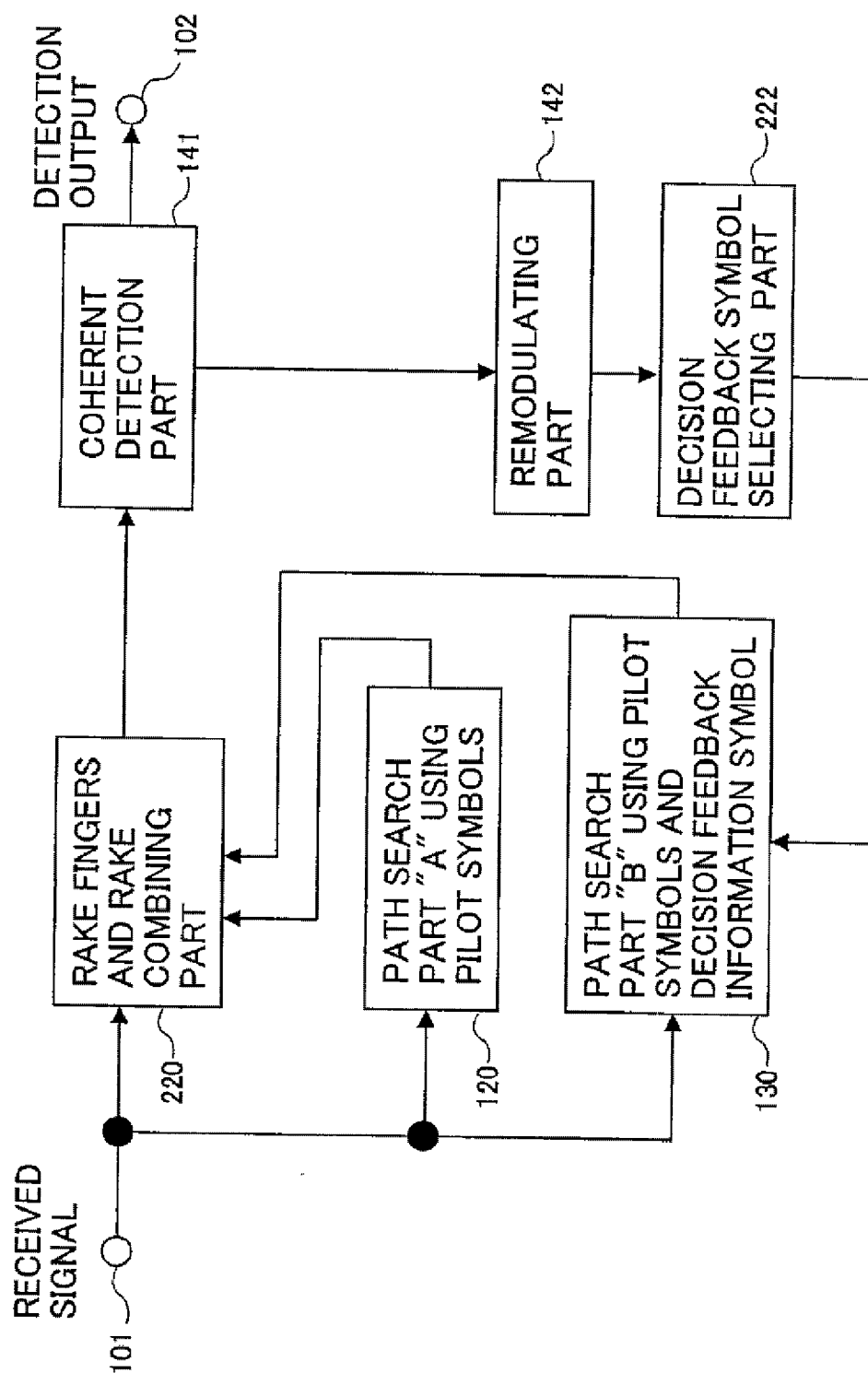


FIG. 9

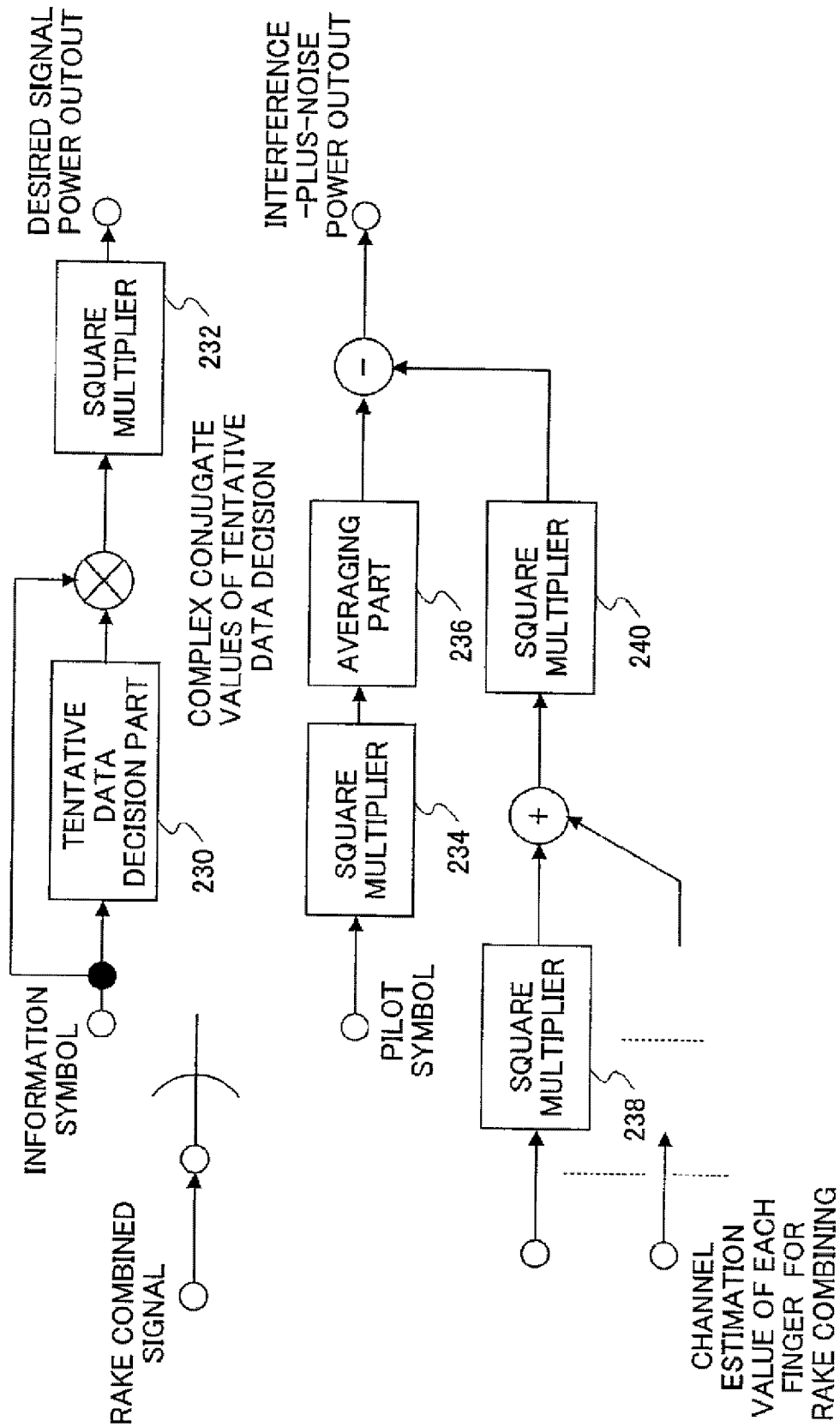


FIG.10

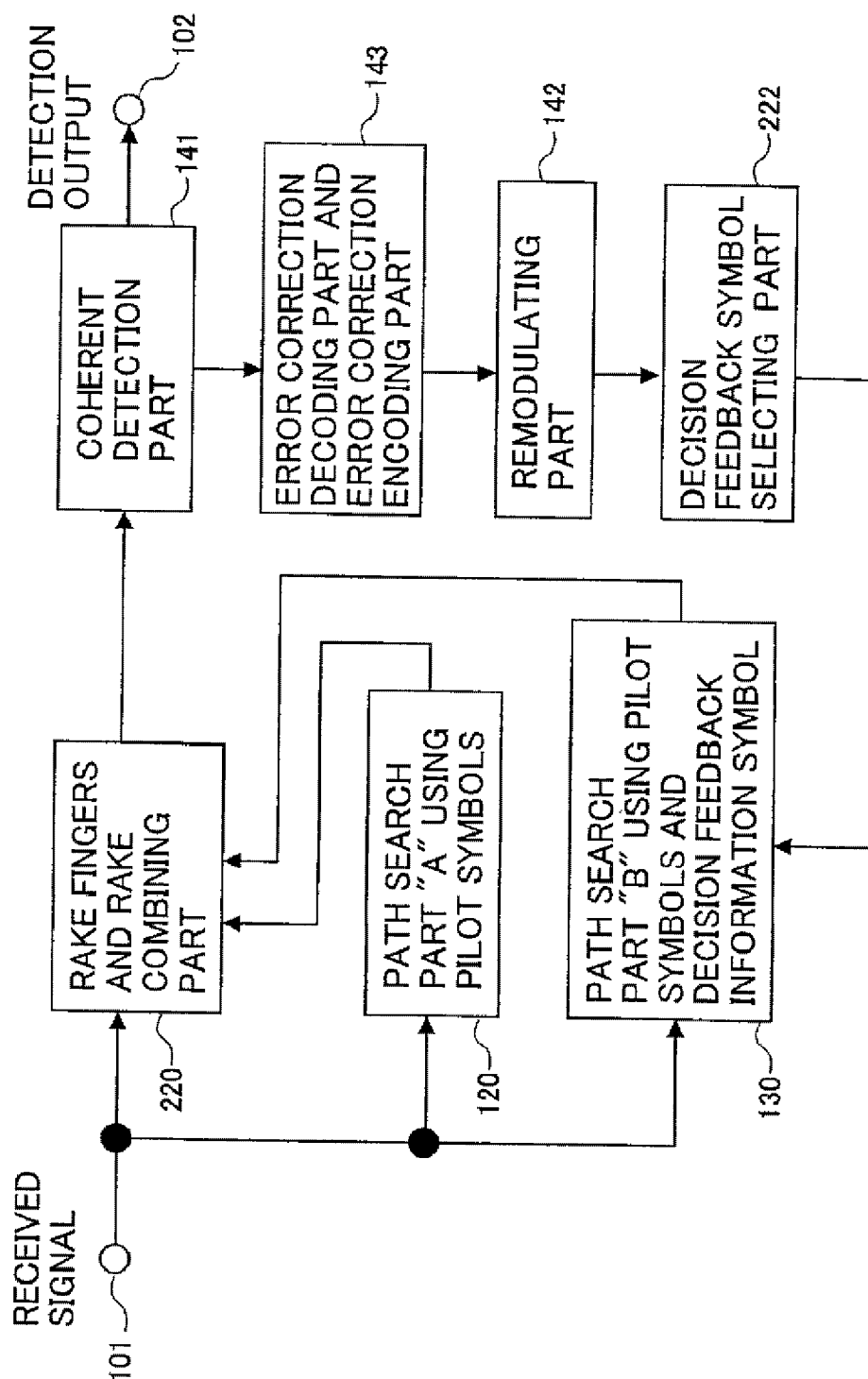


FIG. 11

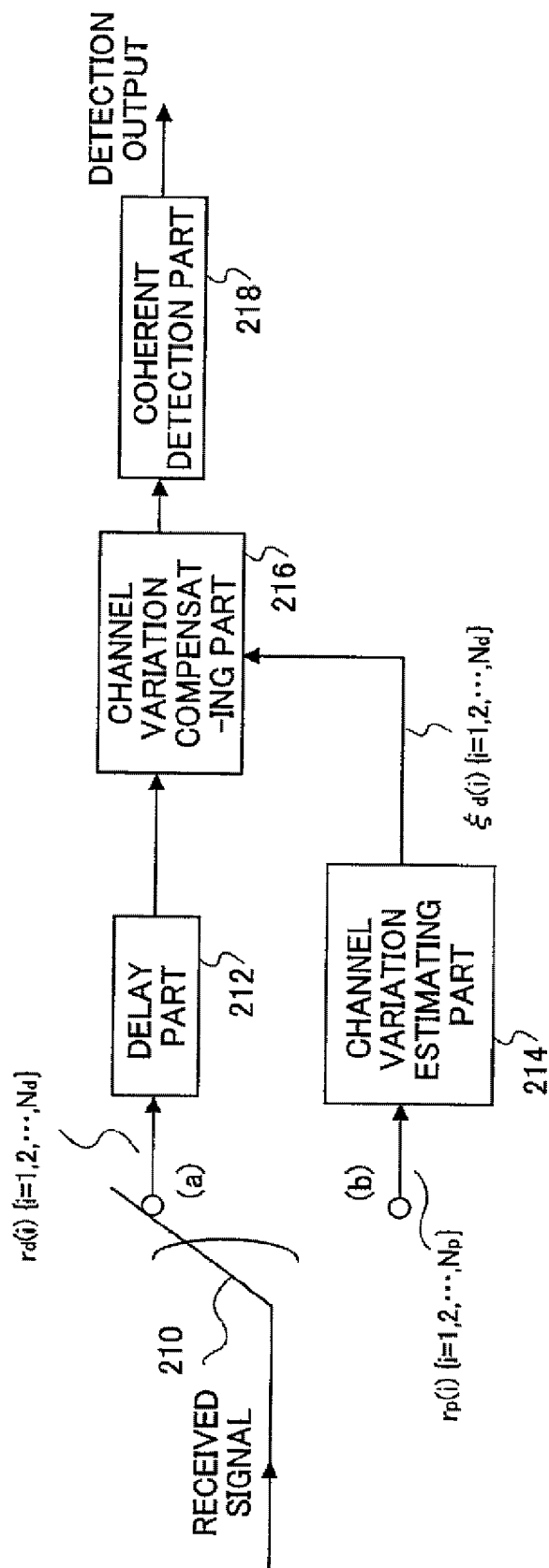


FIG.12

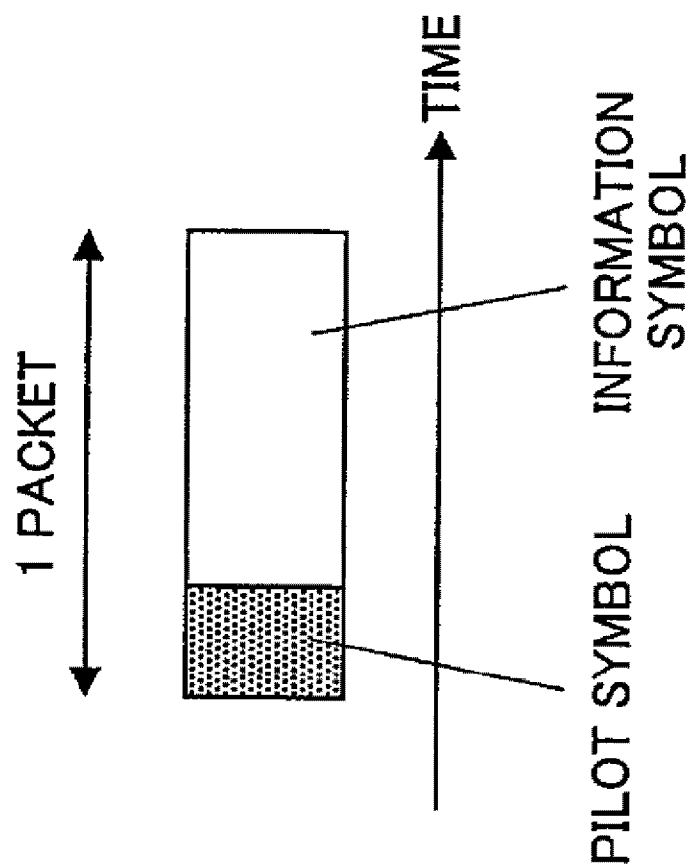


FIG. 13

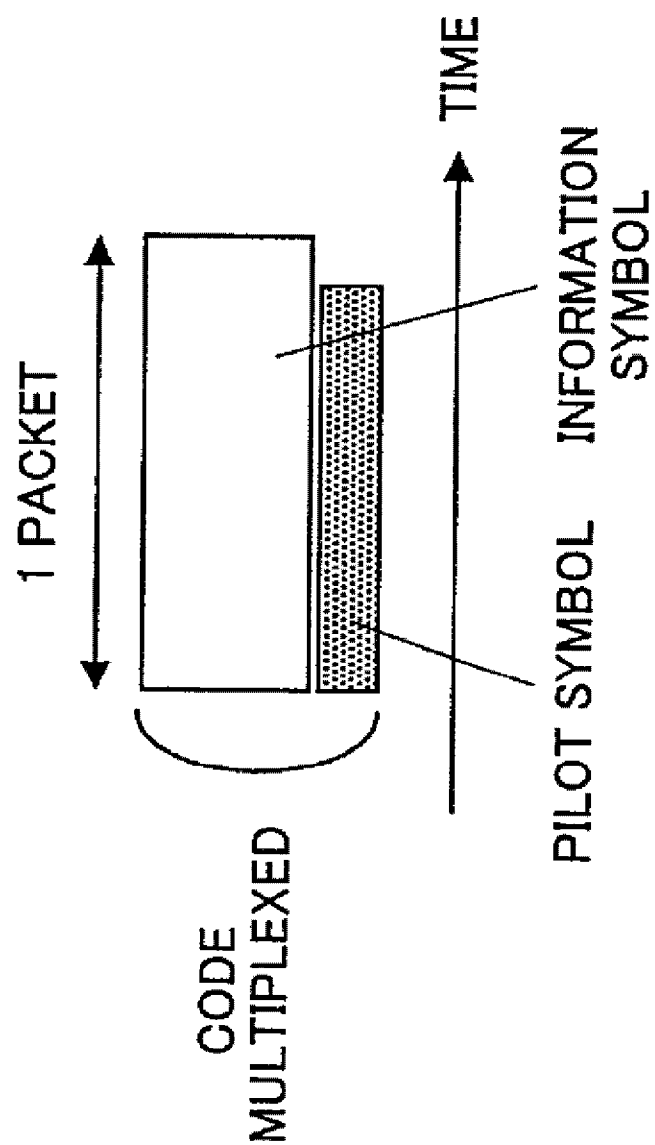


FIG.14

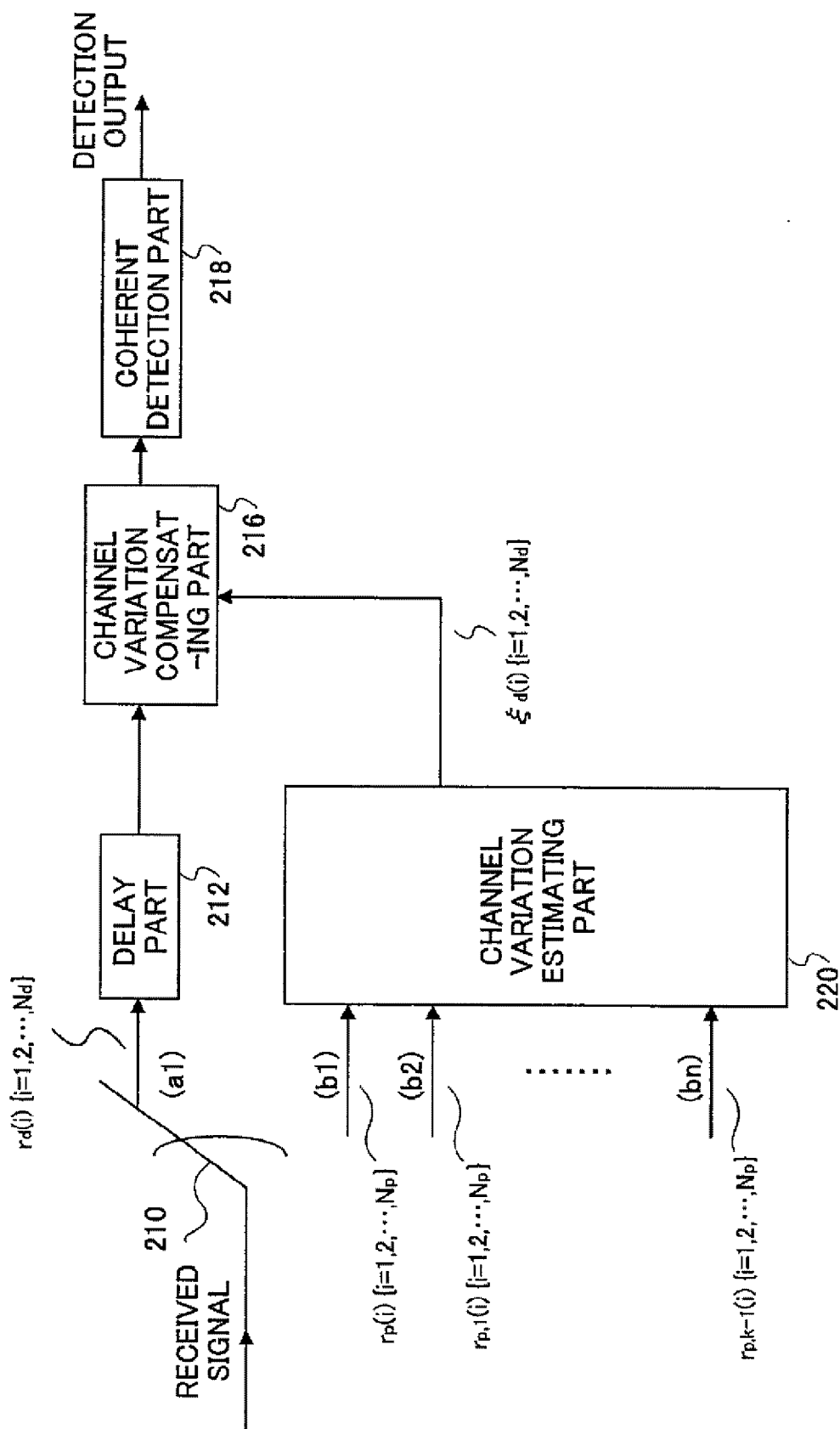


FIG. 15

IMPLEMENT CANNEL ESTIMATION
BY COMBINING PILOT SYMBOLS OF
PACKET TRANSMITTED FROM
THE SAME TRANSMITTER

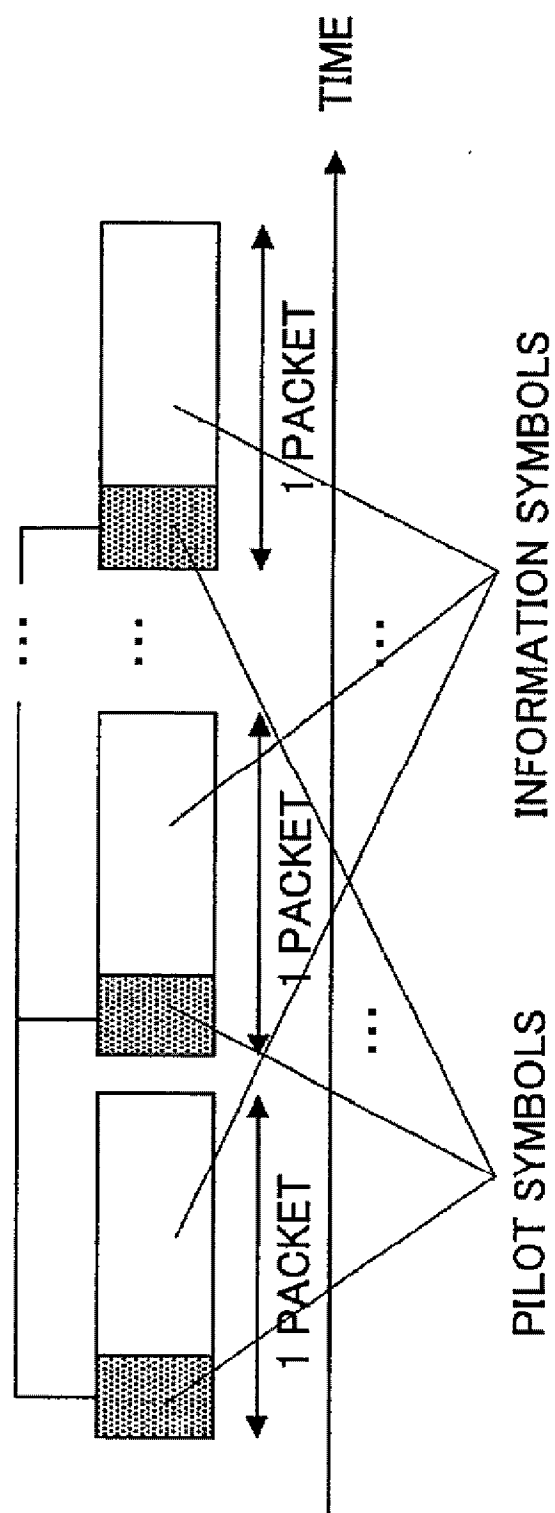


FIG.16

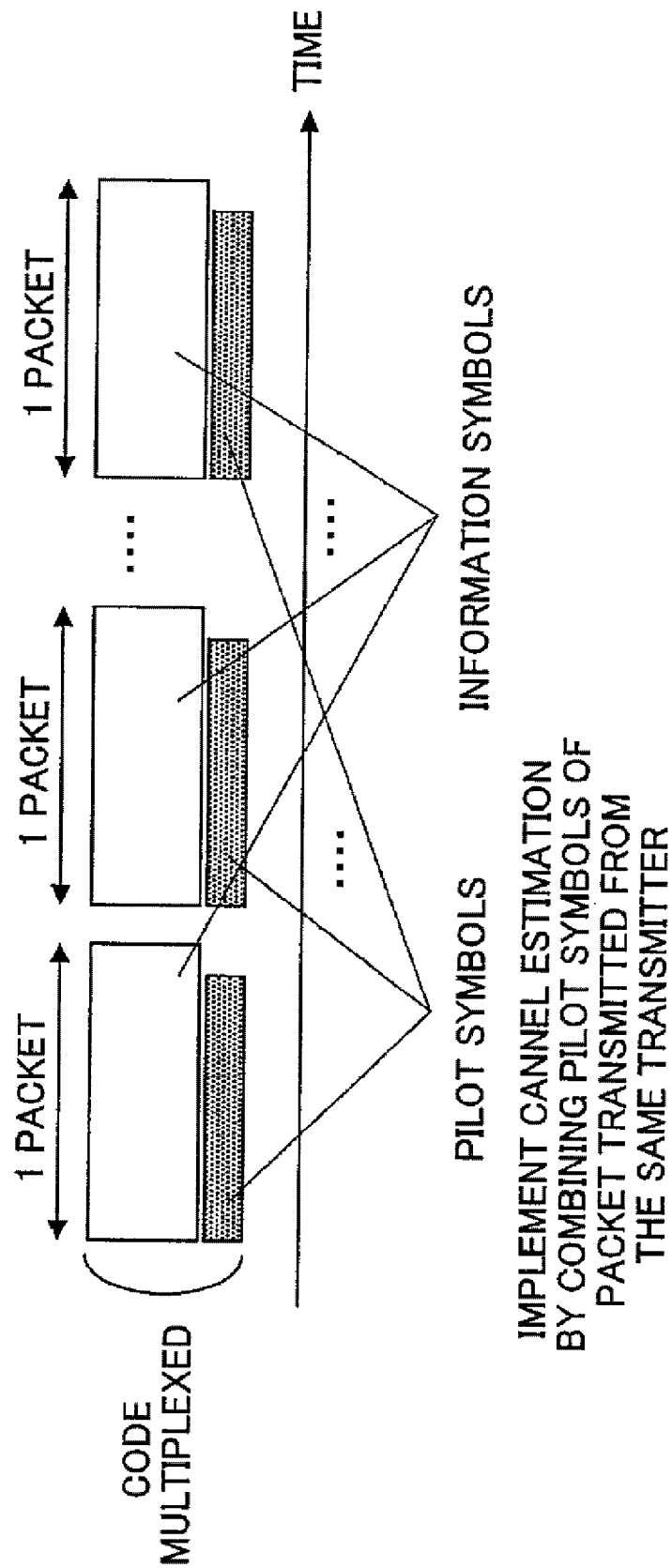


FIG.17

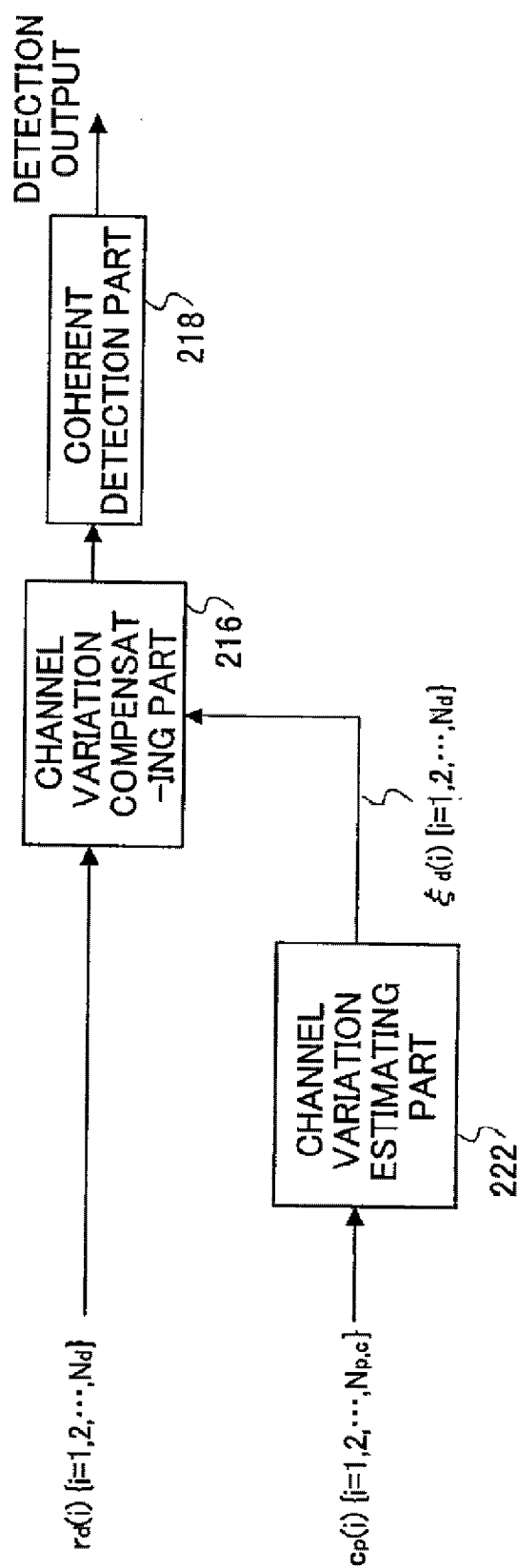


FIG. 18

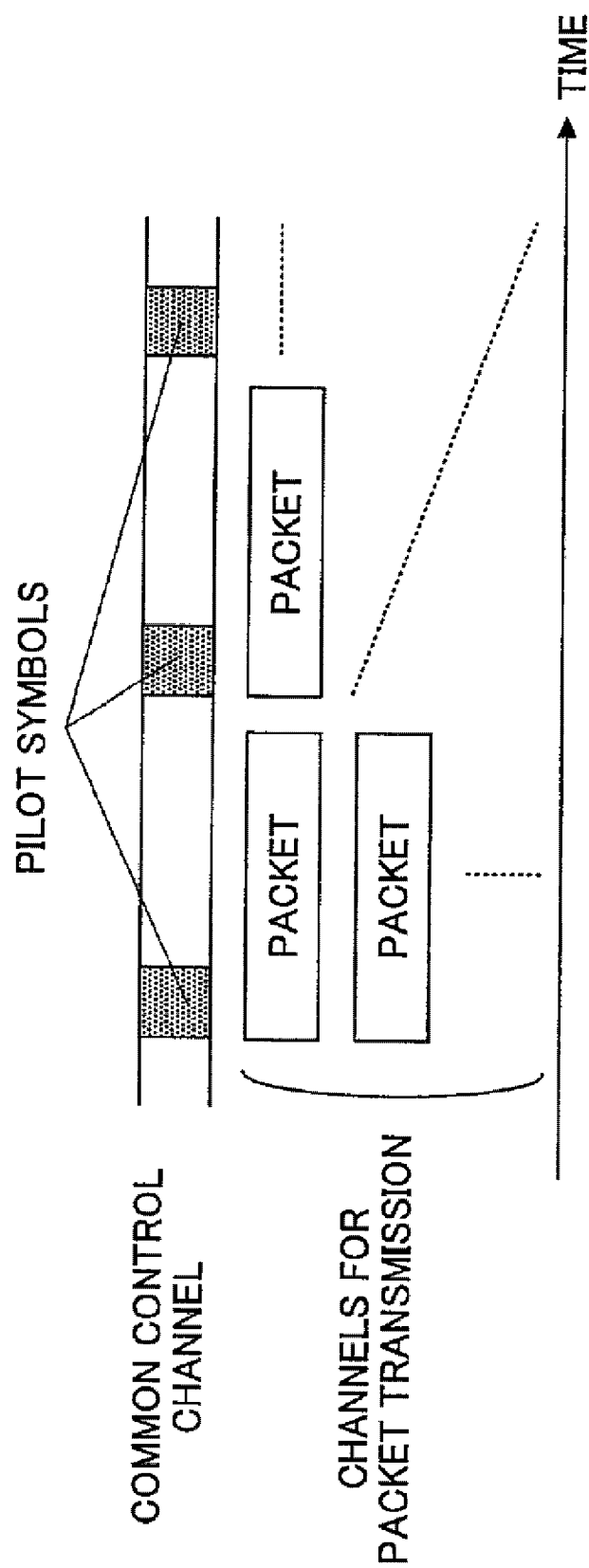


FIG.19

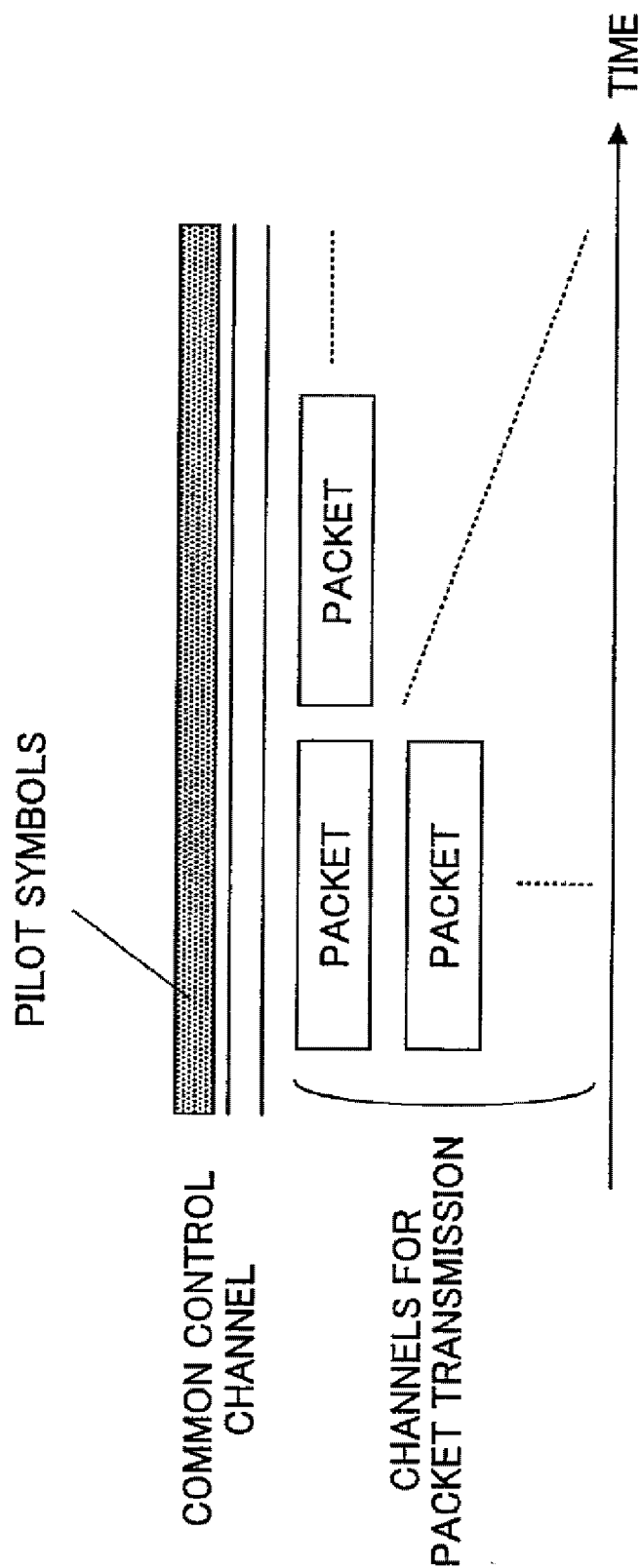


FIG.20

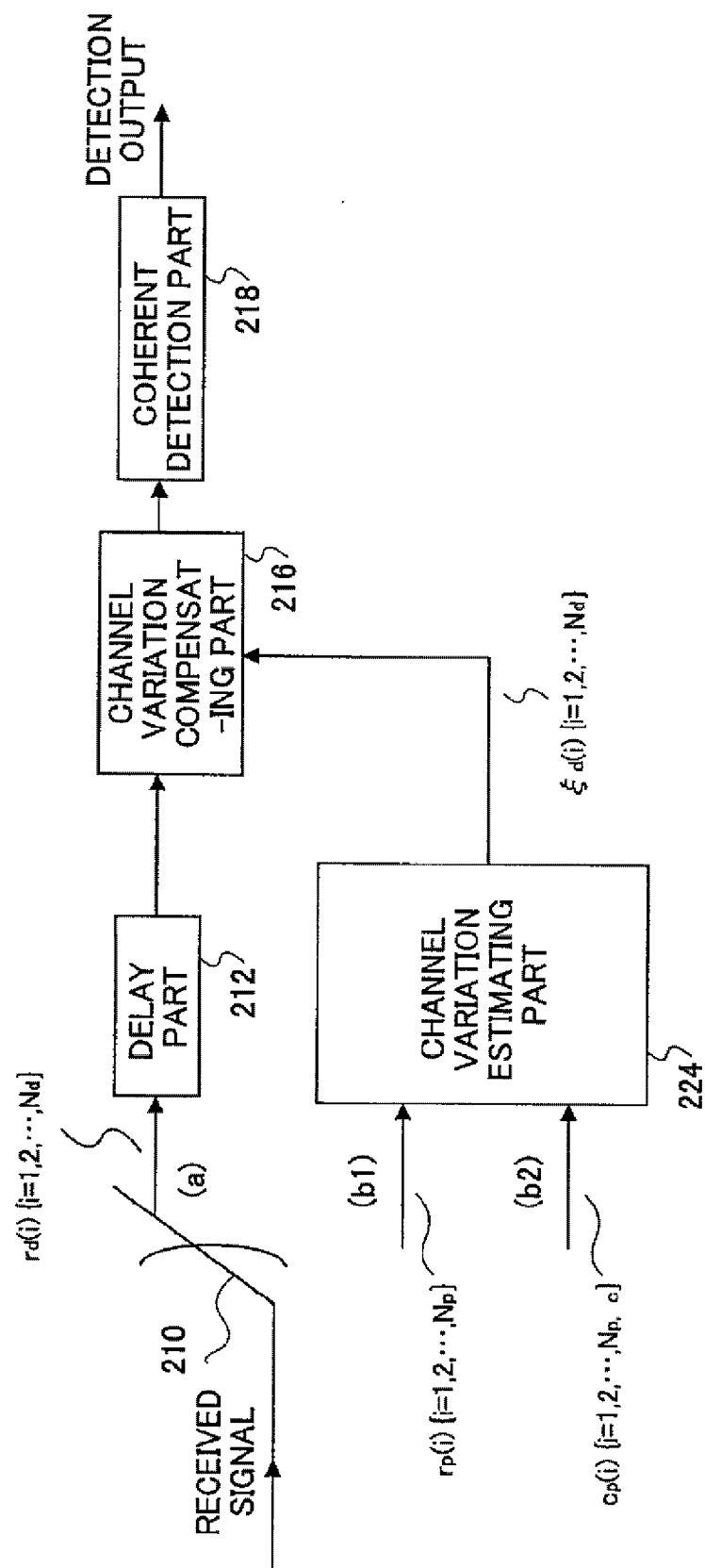


FIG.21

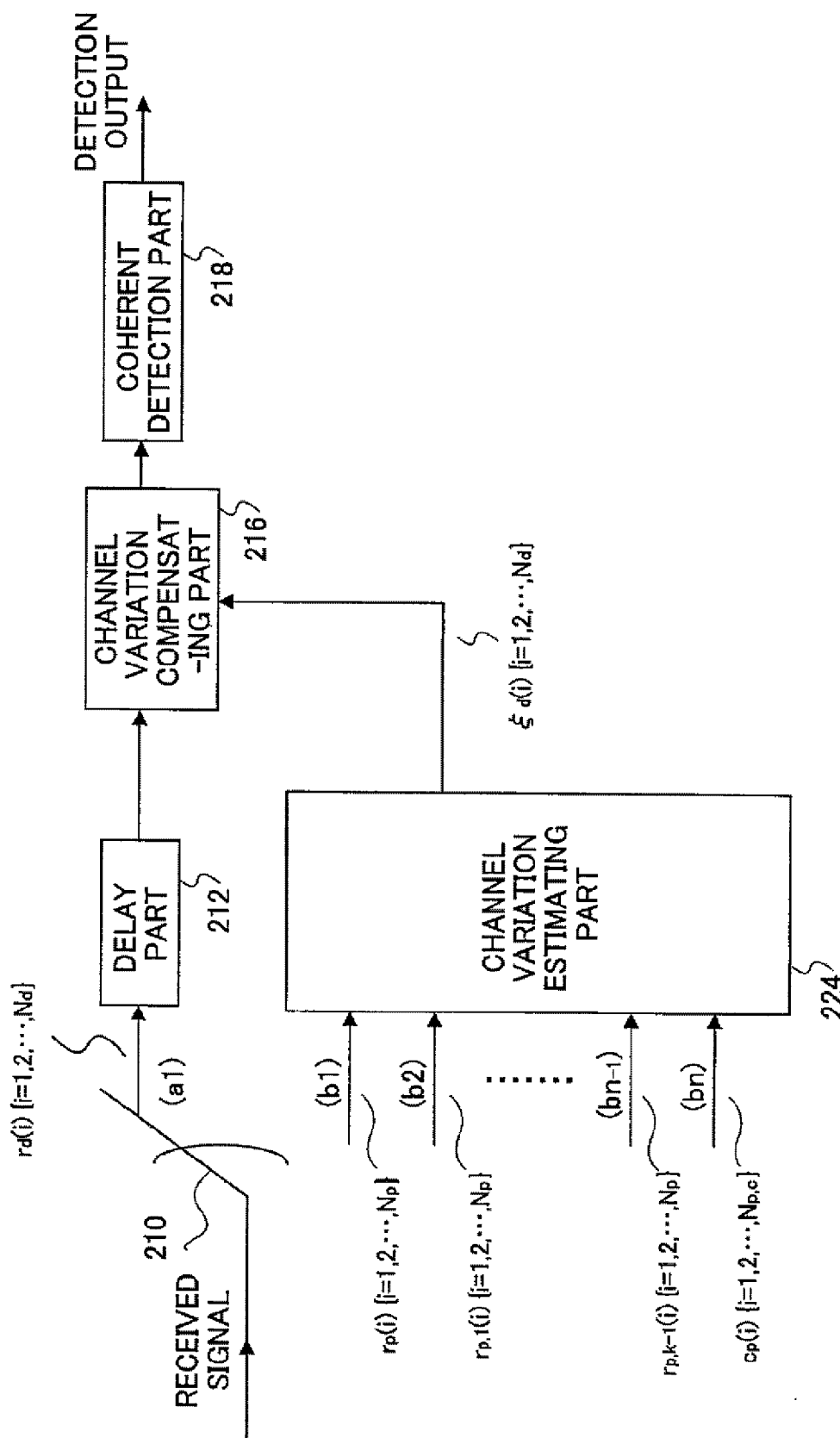


FIG. 22

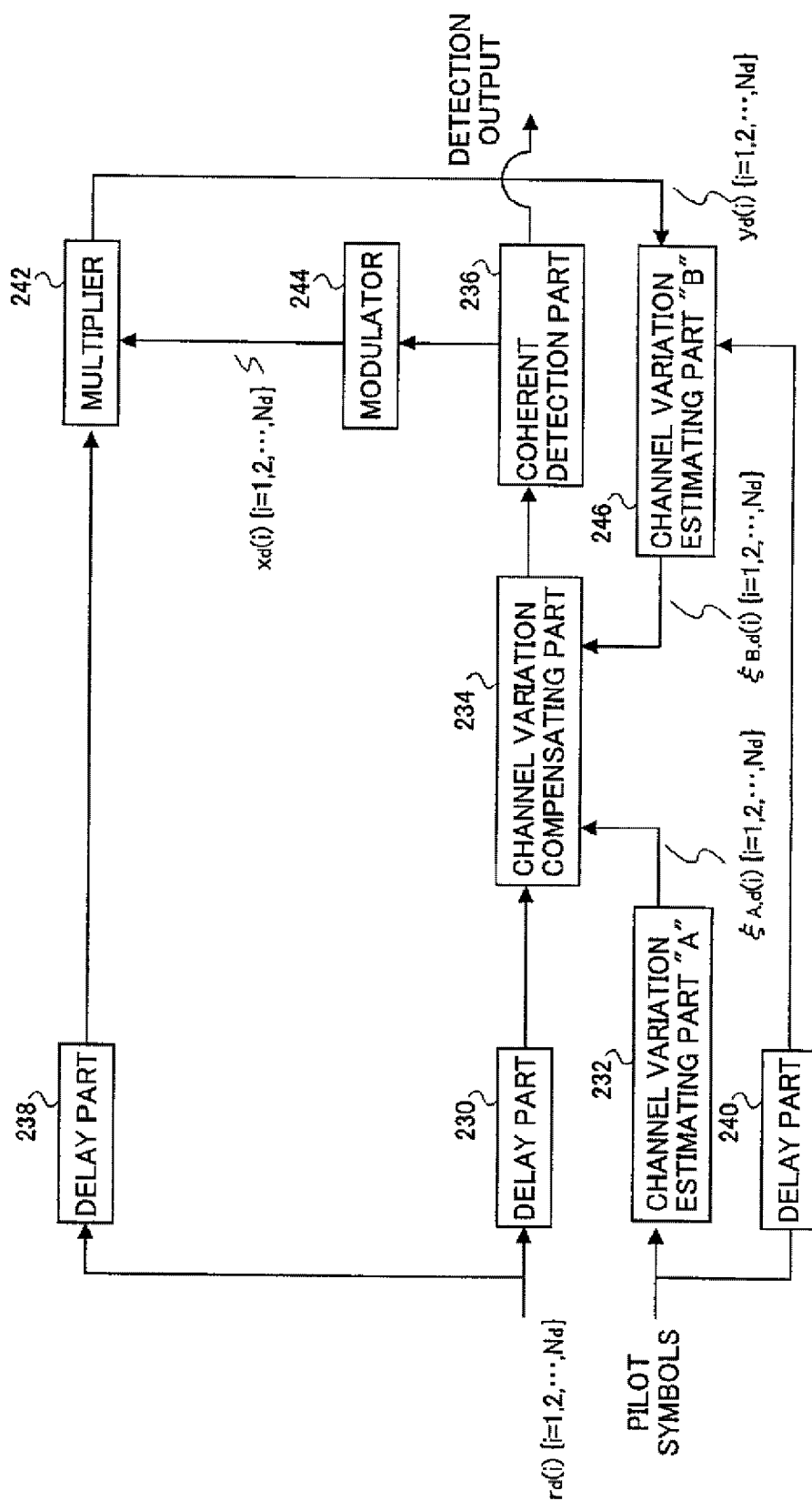


FIG. 23

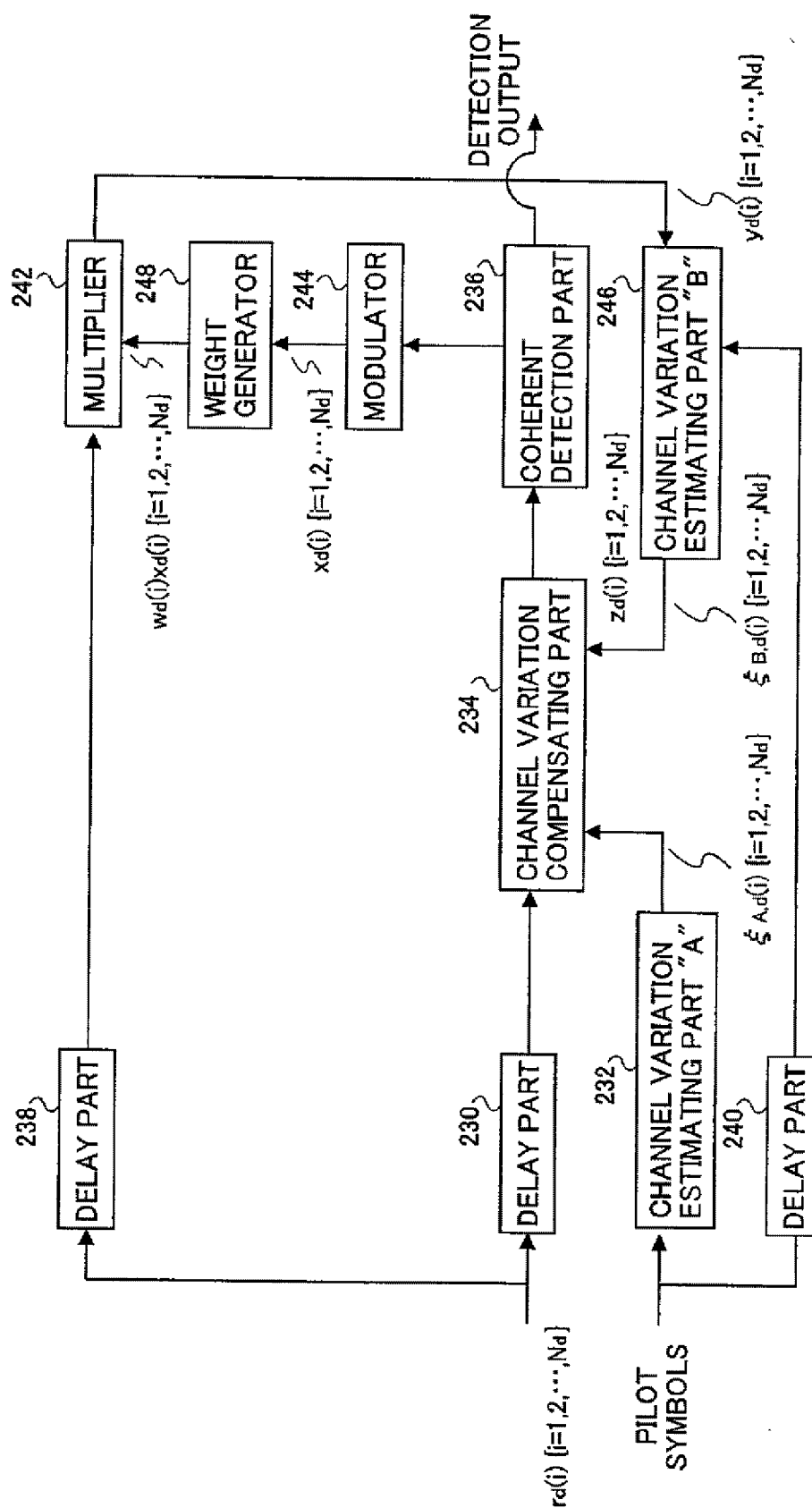


FIG. 24

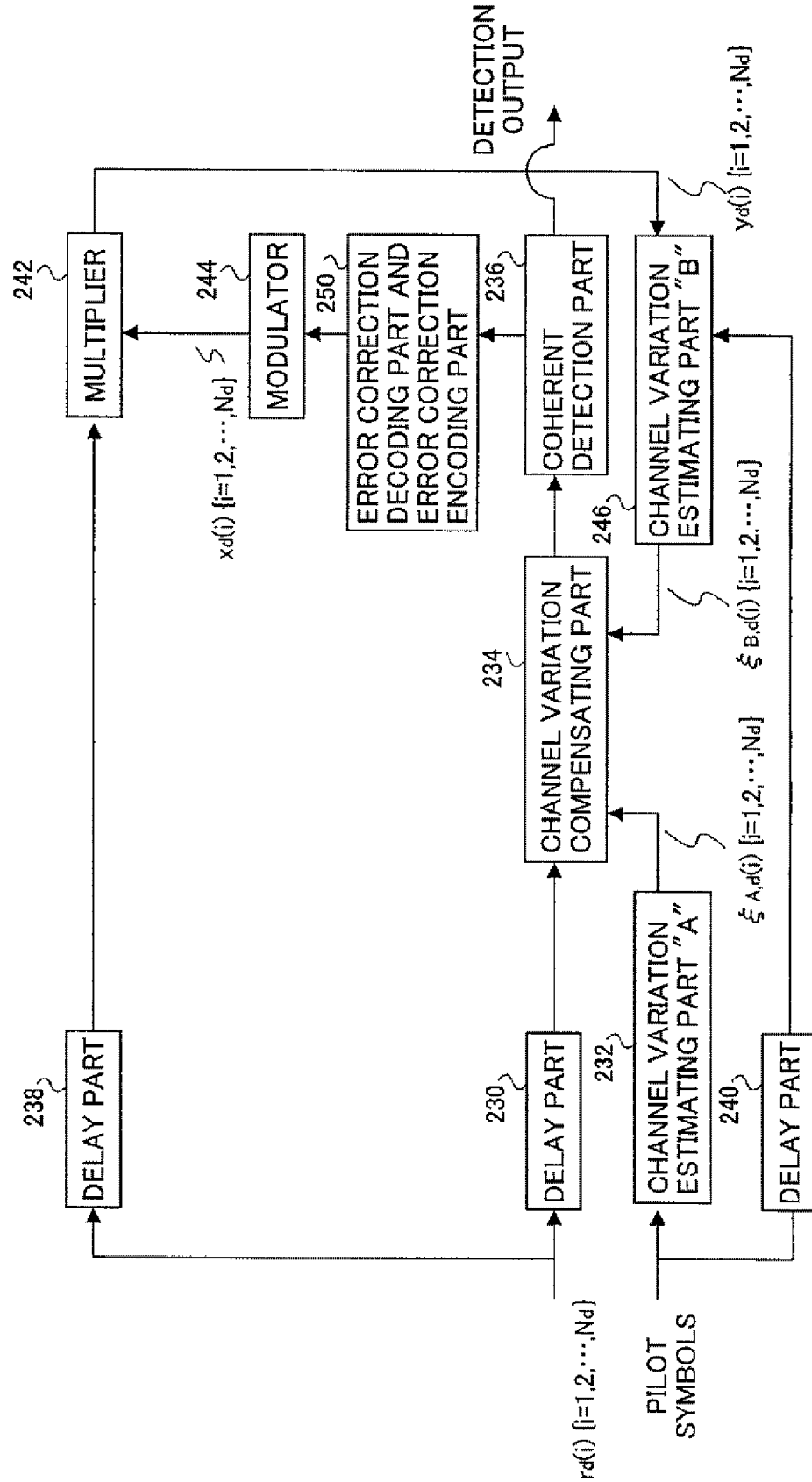


FIG.25

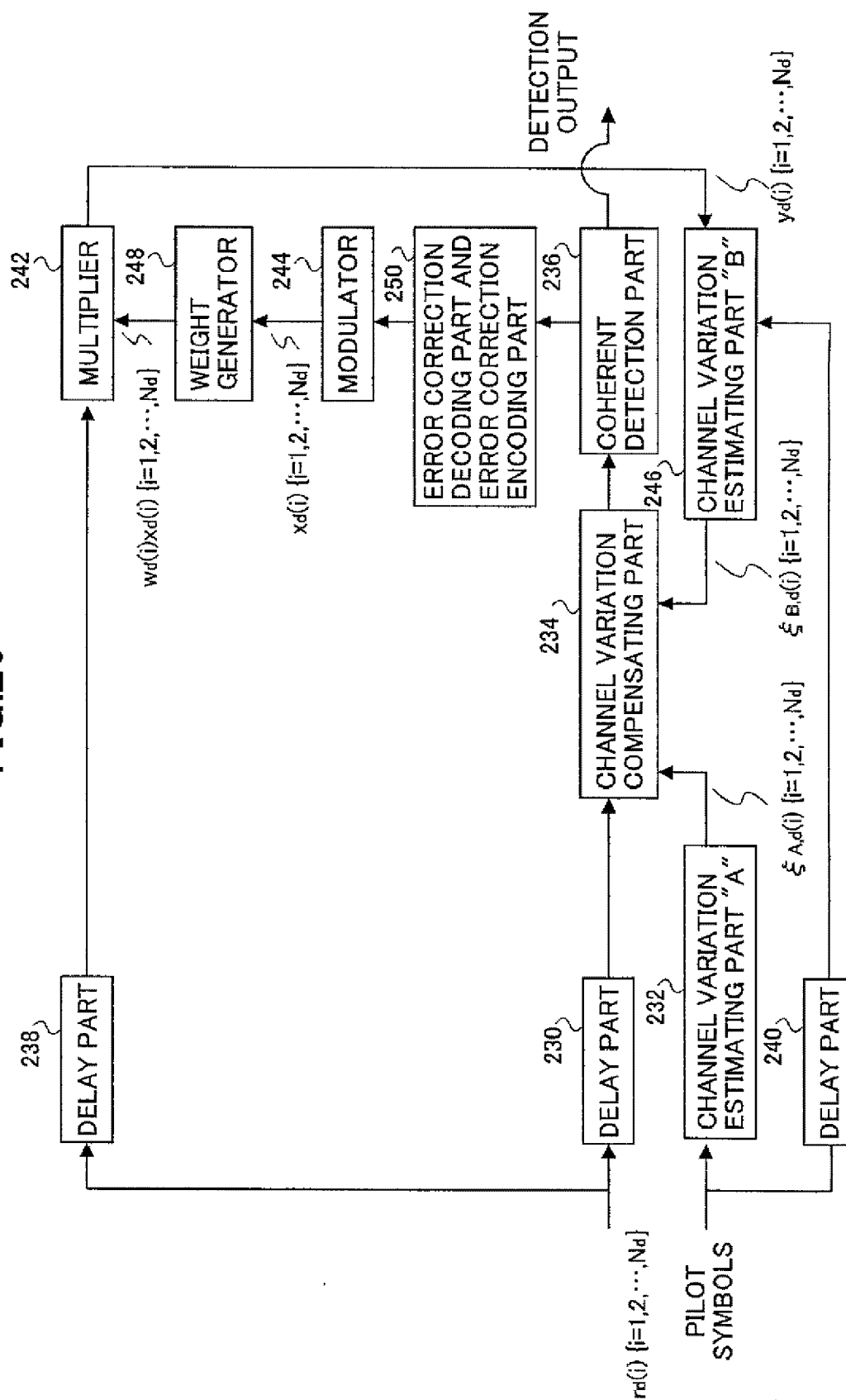


FIG. 26

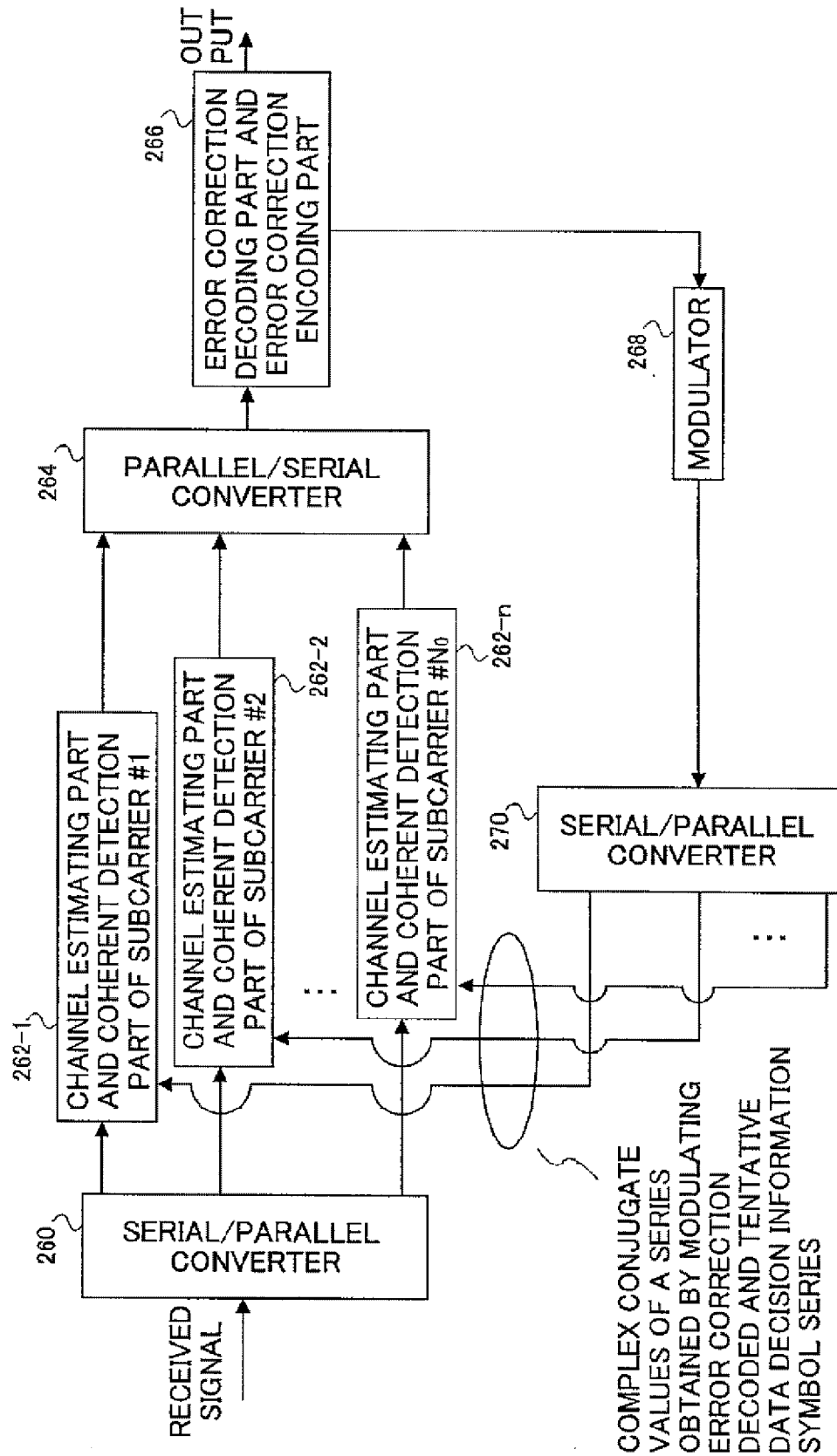


FIG.27

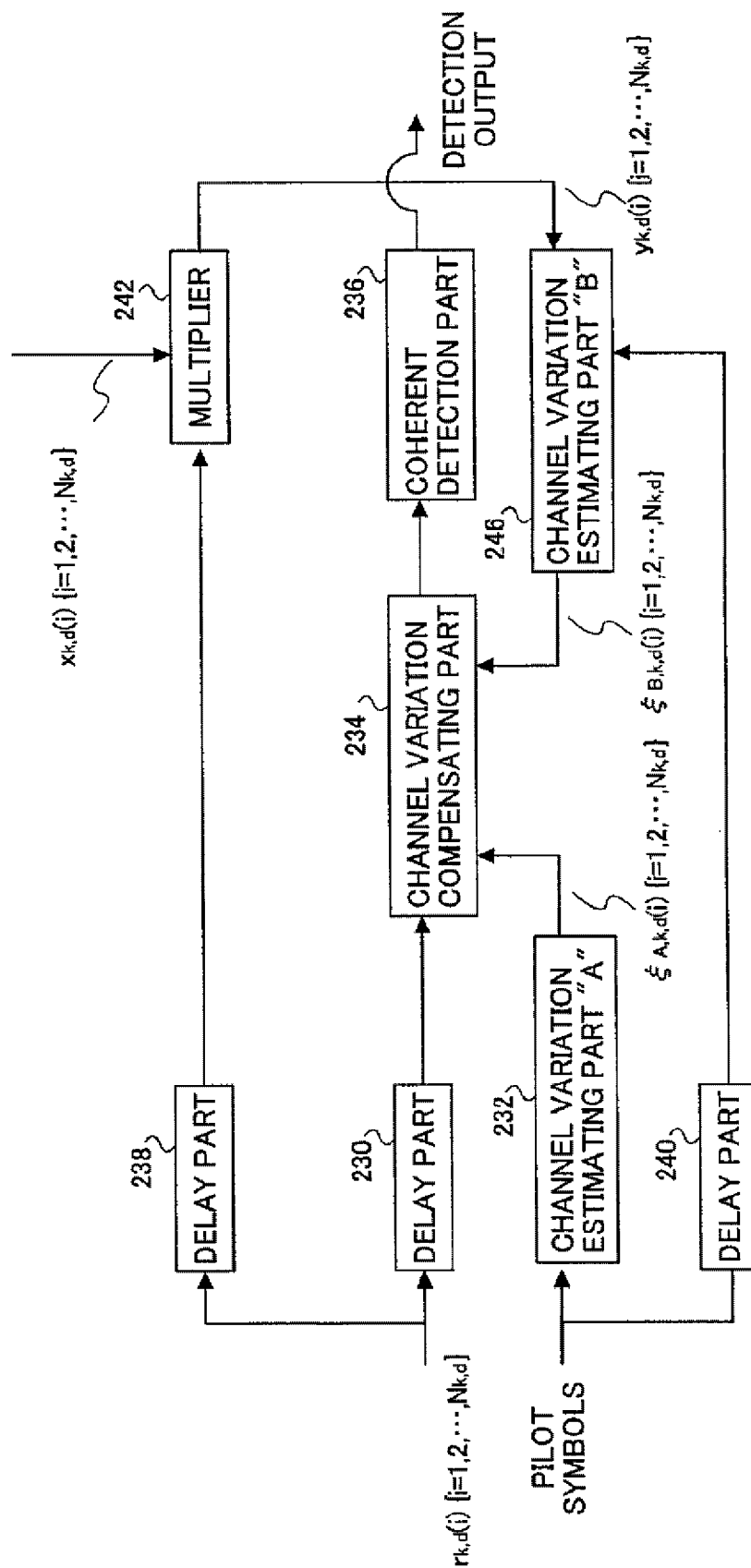


FIG.28

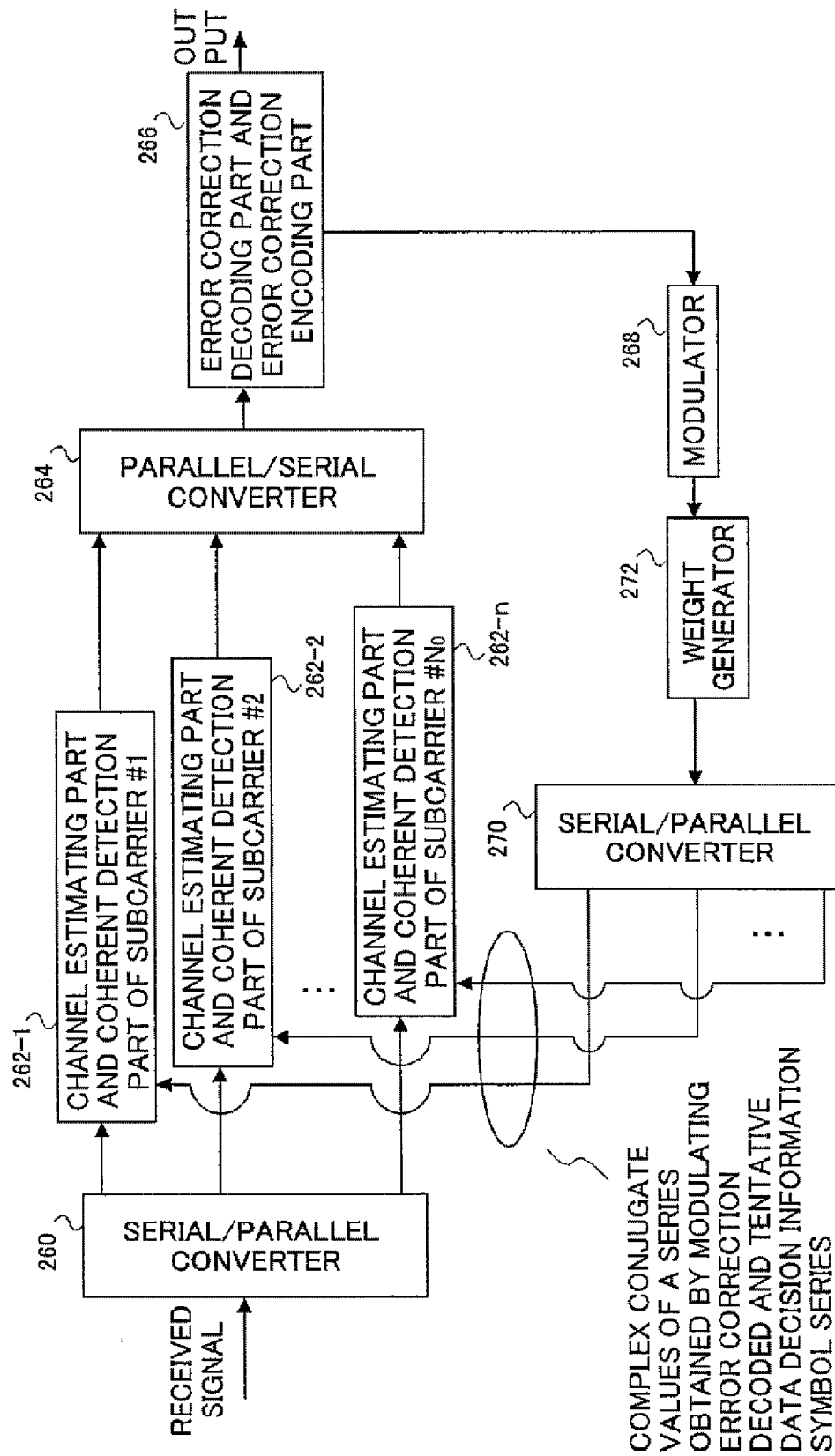
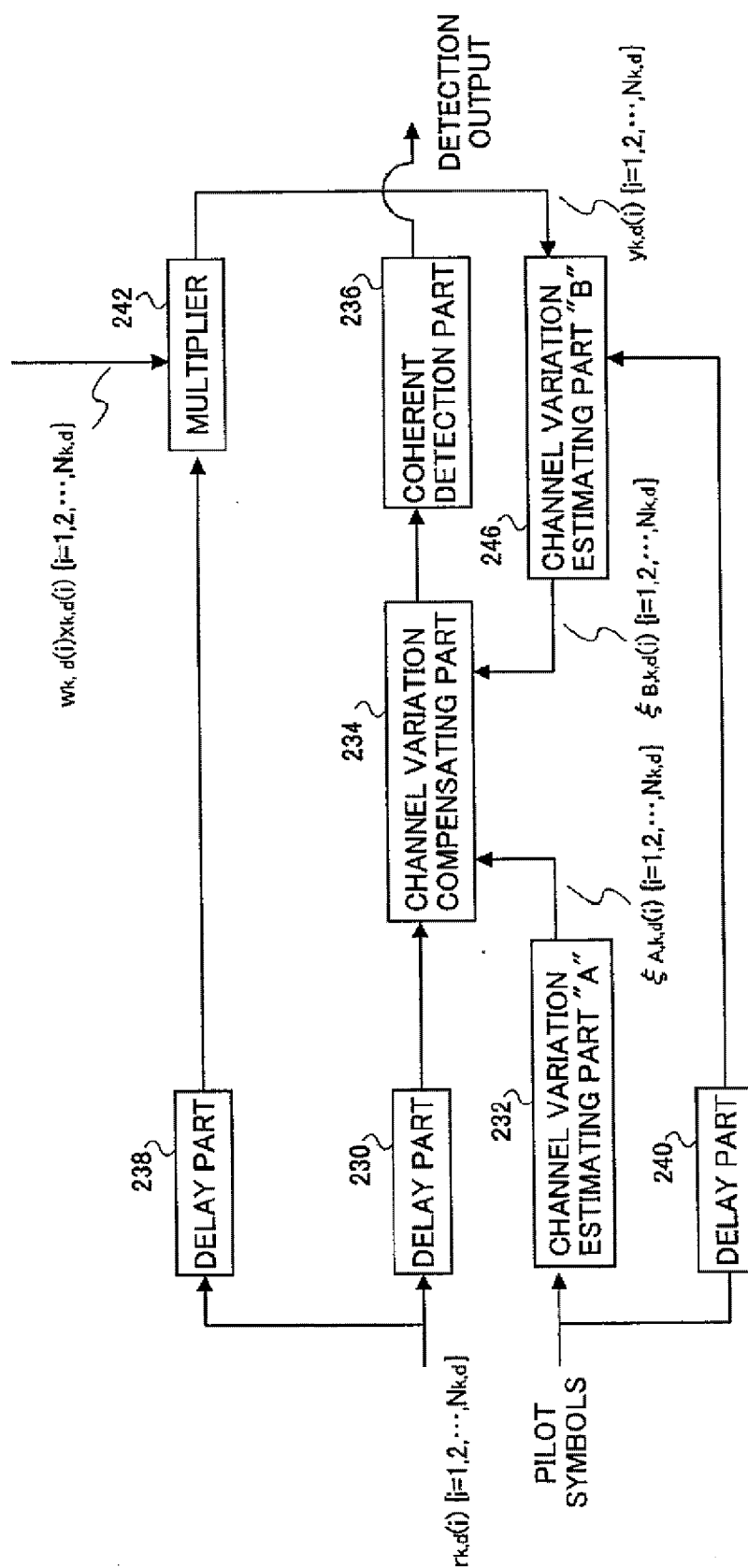


FIG. 29



PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATION METHOD AND COMMUNICATION DEVICE

TECHNICAL FIELD

[0001] The present invention relates to a path search method, a channel estimation method and a communication device, and particularly relates to a path search method used for RAKE reception, to a communication device using such a path search method and to a channel estimation method for estimating channel variation and a communication device using such a channel estimation method.

BACKGROUND ART

[0002] Recently, CDMA (Code Division Multiple Access) system has become one of the mobile communication systems of a greater interest. CDMA system is a communication technology based on Spread Spectrum technology.

[0003] Generally, in a mobile communication environment, since a signal transmitted from a transmitter reaches to a receiver via a plurality of propagation paths, i.e., a so-called a multipath propagation path, a received signal is composed of a sum of multipath signals. Therefore, the received signal is composed of signal components having various time-of-arrivals, amplitudes and phases.

[0004] When a communication between a base station and mobile stations is based on CDMA, a so-called RAKE combining reception is possible, in which a signal received via a multipath propagation path is resolved into path components having different delay times and then combined after cophasing. Improved transmission characteristics of the RAKE combining reception may be achieved by improving a desired signal-to-power ratio against interference and thermal noise. Therefore, one of the most important technologies in the CDMA system is a path search method for detecting multipath timings with a considerably high accuracy for resolving into path components in a proper manner.

[0005] An example of a proposed prior art path search method may be found in an article "Path-Search Performance of DS-CDMA System in Laboratory and Field Experiments (Aoyama, Mizuguchi, Yoshida and Atokawa: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 97-164, pp. 51-58, November 1999)".

[0006] According to this proposed path search method, timing detection of a path is implemented by performing a correlation calculation process, an averaging process of correlated values, and a peak detection process, using pilot symbols of a known phase which are periodically inserted in a received signal. In the correlation calculation process, in order to derive a symbol correlation value, a despreading process is performed by multiplying the pilot symbols of the received signal by a spread code. Further, based on the fact that the phase of the pilot symbols is known, the above-mentioned symbol correlation values are summed after cophasing, and then the values obtained from the summation after cophasing are power-summed for a fixed time duration.

[0007] Using a sequence of symbol correlation values (instantaneous delay profile) extracted by the above-described processes, a peak detection process is implemented for selecting paths available for RAKE combining. First of

all, a path having the maximum level selected as a first path from the sequence of symbol correlation values. Then, as a second path, a path having the maximum level is selected from the symbol correlation values having a timing at a distance of more than at least r -chips of spread codes separate from the timing of the first path. Path selection is implemented in a similar manner for a third path and so on.

[0008] A further path search method of a prior art is, for example, proposed in an article, "Experiments on Path Search Performance of Coherent RAKE Receiver for W-CDMA Mobile Radio (Fukumoto, Ohkawa, Andoh, Sawahashi and Adachi: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 98-30, pp. 41-48, May 1998)".

[0009] According to the proposed path search method, pilot symbols within a single slot are summed after cophasing to derive an instantaneous channel estimation value, and then the channel estimation values of successive two slots are cophased, summed and squared, so as to extract an instantaneous power delay profile. After extracting and averaging instantaneous power delay profiles of a plurality of slots, upper N paths having greater signal powers within the averaged power delay profile are regarded as a desired signal, and the power obtained by averaging the remaining paths excluding the upper N paths is assumed as a noise power P_n .

[0010] A power level of a factor of M of the noise power P_n is taken as a threshold value for path selection, and paths having signal powers exceeding this threshold are selected as paths of RAKE combining.

[0011] However, the above-mentioned path search method applies to a circuit-switched system in which, for a communication between mobile stations and a base station, signals continuously exist throughout a period from the start to the end of transmission.

[0012] Therefore, as in the case of signal transmission based on packets, in which the signals do not exist continuously but are transmitted intermittently, the above-mentioned path search method may give rise to a problem that an averaging process in a fixed period of time cannot be implemented and thus resulting a reduced path search accuracy.

[0013] Now, for a mobile communication system, a phenomenon called fading may occur due to a change in the relative position between a mobile station and a base station. Fading is a phenomenon in which an intensity of the received electric field temporally changes according to the state of a medium serving as a passage of an electric wave. Due to the fading phenomenon, the signals are received with their amplitude and phase being varied. Therefore, for an absolute coherent detection system in which information symbols are demodulated from absolute phase of the received signal, it is necessary to provide a method of accurately estimating the variation of amplitude and phase, i.e., a so-called channel variation, and compensating the channel variation.

[0014] Conventionally, as a channel estimation method for implementing absolute coherent detection, a method is proposed which uses pilot symbols having known phase. According to this channel estimation method, the pilot symbols having known phase are transmitted by being

periodically multiplexed with the transmitted signals, and at the receiving end, the channel variation of the received signal is estimated using the pilot signals. Then, based on the result of the estimation, a channel variation of information symbols other than the pilot symbols is estimated. Generally, the channel variation of information symbols can be estimated by temporally interpolating the channel variation obtained from the periodically inserted pilot symbols.

[0015] For example, in the article "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels" (J. K. Cavers: IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686-693, vol. 40, no. 4, November 1991)", a method is proposed in which an amount of channel variation between pilot symbols is interpolated using a Wiener filter.

[0016] Also, in the article "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications" (S. Sampei and T. Sunaga: IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 1370-147, vol. 42, no. 2, May 1993)", a channel estimation method is proposed in which a low-level Gaussian interpolation is used for interpolation. Other methods, such as those using linear interpolation, are also proposed.

[0017] Also, in order to improve an accuracy of channel estimation, a method is proposed in which an absolute coherent detection is implemented using only the pilot symbols, and the tentative data decision information symbols are remodulated and fed back. After that, the received signals are multiplied by the complex conjugate of the fed-back symbols, and modulation components are removed to generate non-data modulated information symbols, and these symbols as well as the pilot symbols are both used for implementing channel estimation in a repeated manner.

[0018] Such a method is, for example, described in "Symbol-Aided Plus Decision-Directed Reception for PSK/TCM Modulation on Shadowed Mobile Satellite Fading" (G. T. Irvine and P. J. McLane: IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 1289-1299, vol. SAC-10, December 1992)".

[0019] Also, in order to reduce the data decision error of the tentative data decision information symbols, a method is known in which the information symbols are performed after error correction decoding process. In this case, tentative data decision is implemented after absolute coherent detection using only the pilot symbols and after an error correction decoding process.

[0020] For example, such a method is described in "Performance of Coherent Detection with Decision Feedback Interpolation and Viterbi Decoding on DS/CDMA" (Azuma, Taguchi and Ohno: The Proceedings of the 1994 Autumn Conference of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, B-305".

[0021] However, the above-mentioned channel estimation method using pilot symbols is aimed for use in a situation where channels are always assigned by a circuit-switched system during a communication between a mobile station and a base station and signals are continuously transmitted and received.

[0022] However, with a packet wireless access system in which information symbols are transmitted/received in a format called packets, signals are intermittently transmitted

and received during the communication between a mobile station and a base station. That is to say, the pilot symbols cannot be periodically multiplexed as in the case of the circuit-switched system.

[0023] Also, with the above-mentioned channel estimation method which uses both the pilot symbols and the information symbols wherefrom the modulation components are removed, the tentative data decision information symbols are remodulated and are all fed back. However, in a mobile communication system, since the reliability of the received signal varies due to noise, interference signals, etc., it is not preferable to remodulate the tentative data decision information symbols and feedback all of them.

DISCLOSURE OF THE INVENTION

[0024] Accordingly, it is a general object of the present invention to provide new and useful path search method, channel estimation method and communication device in which the above-mentioned problems are eliminated.

[0025] It is a first and more specific object of the present invention to provide a path search method which can be used for RAKE reception and can implement high-accuracy path search irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a path search method.

[0026] It is a second and more specific object of the present invention to provide a channel estimation method which can implement high-accuracy channel estimation irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a channel estimation method.

[0027] It is a still another object of the present invention to provide a path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the method including the steps of: a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbol of a known phase. According to the path search method of the present invention, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of a known phase, and timings of each path component are detected again using the information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved. Thus, the above-mentioned first object of the invention is achieved.

[0028] In view of an aspect that it is efficient to firstly implement path search using pilot symbols of a known phase and then implementing path search again using the result of the path search and using the pilot symbols and the information symbols, in the path search method described above, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step may be generated by: despreading the signal received via the multipath propagation path according to the timings detected in the first path search step; co-phasing and

summing the information symbols despreaded according to the respective path timings in a symbol by symbol manner; demodulating the cophased and summed respective information symbols and implementing data decision thereof; and remodulating the data decision signals. With such a path search method, despreaded is implemented according to the timings detected in the first path search step, the result of the despreaded process is cophased and summed, and the cophased and summed information symbols are demodulated. Also, a cophasing and summing operation may be carried out by, for example, RAKE combining. By remodulating the demodulated signal and feeding back and using it in the second path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0029] In view of an aspect that the modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected. Accordingly, since modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used for path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0030] In view of an aspect that accuracy is improved by repeatedly implementing path search, in the path search method described above, the second path search step may be repeated until a predetermined condition is satisfied. Accordingly, implementing demodulation again using the path search result of an improved accuracy, the data decision result accuracy may be improved. Then, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and repeating path search again, the path search accuracy is further improved and results in a further improvement of the data decision result.

[0031] In view of an aspect of extending the field of use, in the path search method described above, the signal received via the multipath propagation path may be transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

[0032] It is still another object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, by using the pilot symbols of a known phase for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention is achieved.

[0033] In the channel estimation method described above, the pilot symbol of a known phase may be time-multiplexed on the packet. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it on the packet.

[0034] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the packet. Thus, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0035] In the channel estimation method described above, the channel estimation step implements channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Thus by implementing channel estimation by combining pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0036] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, since the pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner can be used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0037] In the channel estimation method describe above, the pilot symbols of a known phase may be time-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it with the packet.

[0038] In the channel estimation method describe above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0039] In the channel estimation method describe above, the channel estimation step may implement channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Accordingly, by implementing channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0040] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel in a multiplexed manner may be acquired at the receiving side. Therefore, by implementing channel estimation using the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel, channel estimation accuracy may be improved. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0041] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel

variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation step for generating an information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the channel estimation method of the present invention, tentative channel estimation is implemented using pilot symbols and then channel estimation is implemented using the pilot symbols and information symbols. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0042] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by implementing a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be improved.

[0043] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again. Accordingly, by including an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again, the channel estimation accuracy can be improved.

[0044] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be further improved.

[0045] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in a received packet; a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation step for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, such a method may be applied to a multicarrier transmission system since a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively are acquired and channel estimation for each of the subcarriers is implemented using the plurality of pilot symbols.

[0046] As has been described above, the pilot symbols of a known phase multiplexed with either the packet or on the common control channel can be used in the above-described path search method.

[0047] It is a further object of the present invention to provide a communication device including: path search means for detecting respective timings of path components included in a received signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in the received signal; and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0048] The path search means may include: a first path search part for detecting respective timings of path components using the pilot symbols; and a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and the pilot symbols. In such a case, respective timings of the path components can be detected with a high-accuracy. Thus, a communication device capable of performing high-accuracy RAKE combing reception can be realized.

[0049] The channel estimation means may include: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In such a case, a communication device capable of performing high-accuracy channel estimation can be realized irrespective of the continuity of the transmission signals.

[0050] The channel estimation part may include: a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols.

[0051] The pilot symbol acquiring part may include: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in the received signal; and a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively, and, the channel estimation part may implement channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols.

[0052] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the device including: a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search part for detecting respective timings of path components using

information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first object of the invention can be achieved.

[0053] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0054] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0055] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0056] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0057] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in a received

packet; a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation part for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0058] The objects described above may be achieved by a communication device including: path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after the first path search step, the path search means implementing a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase, and the channel estimation means implementing a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the second path search step and the pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing the second path search step using the information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and implementing the second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in the second path search step and pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0059] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal and may be multiplexed on at least one of the packet and the common control channel.

[0060] The objects described above may be achieved by a communication device including path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or an information symbols included in at least one of a packet and a common control channel of a received signal. According to the communication device of the present invention, at least one of the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0061] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal. Also, the communication device may further include feedback means for feeding back the information symbols, and the path search and channel estimation means may recursively implement path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via the feedback means in accordance with a timing detected in the path search and pilot symbols.

[0062] Further objects and advantages of the present invention will be elucidated from the explanation described below with reference to the following drawings.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0063] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention;

[0064] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment;

[0065] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0066] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0067] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0068] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0069] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0070] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0071] FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio;

[0072] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0073] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0074] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0075] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0076] FIG. 14 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0077] FIG. 15 is a diagram showing still another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0078] FIG. 16 is a diagram showing yet another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0079] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0080] FIG. 18 is a diagram showing a further structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0081] FIG. 19 is a diagram showing a further structure of a packet wherein pilot symbols are inserted;

[0082] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0083] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0084] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0085] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0086] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0087] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0088] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0089] FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part;

[0090] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment; and

[0091] FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the eleventh embodiment of the channel estimation part.

BEST MODE OF CARRYING OUT THE INVENTION

[0092] In the following, embodiments of a path search method, a channel estimation method and a communication device of the present invention will be described with reference to the accompanying drawings.

[0093] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention. A communication device 1 generally includes a path search part A 120, a path search part B 130, a spread code replica generator 116, a delay process controller 117, RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, a RAKE combiner 140, a coherent detection part 141, a remodulating part 142, an error correction decoding part 143-1, an error correction encoding part 143-2 and a switch 50, which are connected as shown in the figure. Signals are received through a multipath propagation path via elements such as an antenna, a frequency converter, an analog/digital (A/D) converter and a memory, all of which are not shown, and are input to the path search part A 120, to the path search part B 130 and to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0094] The path search part A 120 generally includes a multiplier 121 whereto the received signals are supplied, a

spread code replica generator 122, a delay profile generator 123 and a path selector 124 which generates an output of the path search part A 120. Similarly, the path search part B 130 generally includes a multiplier 131 where to the received signals are supplied, a spread code replica generator 132, a delay profile generator 133 and a path selector 134 which generates an output of the path search part B 130. The outputs of the path search part A 120 and the path search part B 130 are supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 via the delay controller 117.

[0095] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 each has the same configuration and the RAKE finger circuit 110-1 generally includes a delay processor 112-1, a multiplier 114-1, a channel estimating part A 20-1, a channel estimating part B 30-1 and a channel variation compensating part 216-1. Outputs of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 are supplied to the RAKE combiner 140 via the channel variation compensating parts 216-1 to 216-3 (only 216-1 is shown in the figure) and are combined in the RAKE combiner, and then supplied to the coherent detection part 141. The coherent detection part 141 provides a detection output. The detection output obtained from the coherent detection part 141 is supplied to an error correction decoding part 143-1 which performs error correction decoding processes and outputs an error corrected and decoded output signal. The output signal from the error correction decoding part 143-1 is subjected to an error correction and encoding process at the error correction encoding part 143-2 and then supplied to the switch 50. The detection output from the coherent detection part 141 is also supplied to the switch 50. The output of the switch 50 is fed back, via the remodulating part 142, to the delay profile generator 133 of the path search part B 130 and to the channel estimating part B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown in the figure) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. The remodulating part 142, the error correction encoding part 143-2 and the switch 50 form a decision feedback processor 60.

[0096] As will be described later, the first embodiment of the communication device is particularly characterized in configurations and operations of the path search part A 120, the path search part B 130 and the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 (only 20-1 is shown) and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0097] In detail, the path search part A 120 and the path search part B 130 involve a first path search step and a second path search step and the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 involve a first channel estimating step and a second channel estimating step.

[0098] In the first path search step, when detecting respective timings of path components included in a received signal received via the multipath propagation path, the respective timings of the path components are detected using pilot symbols of a known phase which is included in the received signal. In the second path search step, respective timings of the path components are detected using an information symbol derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase. Accordingly, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of known phase, and timings of each path component are detected again using the

information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved.

[0099] On the other hand, the first and second channel estimating steps include, when estimating channel variation using pilot symbols, respectively, a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the received signal and a channel estimating step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In the second channel estimating step, channel estimation is implemented using information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first channel estimating step and the pilot symbols of a known phase. Thus, by using the information symbols and the pilot symbols of a known phase for channel estimation, channel estimation can be implemented at a high accuracy irrespective of the continuity of the transmission signal.

[0100] It is to be noted that the fed-back information symbols used in path search and channel estimation steps need not be different for path search and channel estimation steps but can be shared, so as to further improve the path search accuracy and the channel estimation accuracy.

[0101] That is to say, path search and channel estimation steps can be recursively implemented by performing the first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the received signal received via the multipath propagation path, performing the first channel estimating step for estimating the channel variation after the first path search step, performing the second path search step for detecting respective timing of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, performing the second channel estimating step for implementing channel estimation in which channel variation is estimated using the information symbols derived from a signal demodulated via the first channel estimating step according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, and thereafter repeating the second path search step using information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and the second channel estimation step using information symbols fed back via the decision feedback processor 60 according to the timings detected in the second path search step. Accordingly, since path search and channel estimation are implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, the path search accuracy and the channel estimation accuracy can be further improved.

[0102] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment. In FIG. 2, at step S1, a received packet signal is stored in a memory. After storing the received packet signal into the memory, path search is implemented using pilot symbols of a known phase, at step S2. After path search, a despreading process and a channel estimation process are applied to the received signal according to receiving timings of the selected path, and then RAKE combining is implemented, at step S3.

[0103] At step S4, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection and then a tentative data decision

of information symbols is implemented. Then, at step S5, the tentative data decision information symbols are modulated and complex conjugate values thereof are fed back for path search. As step 6, path search is implemented using both the pilot symbols and the information symbols using the fact that the phase of the pilot symbols is known and the phase of the information symbols may be known by multiplying them by the fed-back complex conjugate values.

[0104] After path search, at step S7, despreading process and channel estimating process are applied to the received signal at receiving timings of the newly selected path and then RAKE combining is implemented. Then, at step S8, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection.

[0105] At step S9, it is determined whether or not to repeat the path search step, and, if the result of determination is YES, the method returns to step S5 and implements tentative data decision of the information symbols, modulates the tentative data decision information symbols and feedbacks the complex conjugate values thereof for path search. On the other hand, if the result of determination at step S9 is NO, the data decision result is output at step S10, and the process ends.

[0106] As has been described above, path search and channel estimation may be implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, by performing path search of step S2 and channel estimation of step S7 in the order of the first path search step the first channel estimation step→the second path search step the second channel estimation step→the second path search step→the second channel estimation step→the second path search step→the second channel estimation step→ . . . , so that the path search accuracy and the channel estimation accuracy may be further improved.

[0107] As has been described above, the path search accuracy can be improved by implementing a tentative data decision of the information symbols by implementing path search and channel estimation using the pilot symbols, and then, repeating the path search using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols.

[0108] Then, using the path search result of an improved accuracy, a despreading process is implemented again, and the channel estimation process and the RAKE combining process are implemented using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols, and the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection, thereby, an accuracy of the data decision result can be improved. Also, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and by repeating the path search step again, the path search accuracy is improved, and as a result, the data decision result will be further improved. Accordingly, by recursively repeating a sequence of processes of path search, despreading, and channel estimation, both accuracies can be improved in a mutually affecting manner.

[0109] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the path search part adopts a first embodiment of a path search method of the present invention and each of the second to seventh embodiments of the path search parts described later adopts second to seventh embodiments of the

path search method of the present invention. In FIG. 3, elements similar to those shown in FIG. 1 are indicated with corresponding reference numerals.

[0110] Referring to FIG. 3, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then, via a terminal 101, supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, to the path search part A 120 and to the path search B 130. It is to be noted that, in the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of n-RAKE finger circuits.

[0111] The path search part A 120 implements a despreading process at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are cophased and summed at the profile generator 123, and a delay profile is generated.

[0112] The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects the paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118. The switch 118 operates such that it is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0113] The delay process controller 117 controls the timings of despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading processes are implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0114] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. Thereafter, the tentative data decision information symbols are supplied to the remodulation part 142 for remodulating the information symbols, and the complex conjugate values thereof are fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0115] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the received packet signal. As in the case of the path search part A 120, the pilot symbols and the information symbols are despread in the multiplier 131 such that the spread code generated at the spread signal replica generator 132 is multiplied thereto.

[0116] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0117] The delay profile from the delay profile generator 133 is supplied to the path selector 134 where paths to be RAKE combined are selected. The path selector 134 supplies information related to the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118.

[0118] Based on the timings of the paths selected in the path selector 134, the delay process controller 117 controls the timing of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. In detail, the delay controller 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0119] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. The detection output from the coherent detection part 141 is outputted from the terminal 102.

[0120] A sequence of processes implemented in the path search B 130 using the above-mentioned tentative data decision result is repeated recursively for n-times (n: natural number). Thus, by recursively repeating the sequence of processes including path search, despreading and channel estimation, the path search accuracy and the data decision result accuracy can be improved in a mutually affecting manner.

[0121] It is to be noted that in FIG. 3, the spread signal replica generator 122, 132, the delay profile generators 123, 133 and the path selectors 124, 134 are provided as individual elements, but these may be shared.

[0122] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 4, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. Referring to FIG. 4, the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 corresponds to the error correction decoding part 143-1 and the error correction encoding part 143-2 shown in FIG. 1.

[0123] The configuration of FIG. 4 is characterized in that, particularly, when error correction codes are included in the information symbols, an error correction decoding is implemented on the information symbols obtained by tentative data decision, and then an error correction encoding and remodulation are implemented again, and then fed back to the path search part.

[0124] After tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoding part and error correction encoding part 143, and then error correction decoding is implemented. The information symbols which have experienced error correction decoding is error correction coded again and is supplied to the remodulating part 142.

[0125] The remodulating part 132 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex

conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130. Other processes are similar to those of the first embodiment of the path search part, and thus will not be explained in detail.

[0126] As has been describe above, with the error correction decoding part and error correction encoding part, when an error correction code is included in the information symbols, this error correction code can be effectively used for improving a path search accuracy and a data decision result accuracy.

[0127] Referring now to FIGS. 5 to 7, a path search part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0128] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 5, elements similar to those shown in FIG. 4 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. It is to be noted that the configuration of FIG. 5 is adapted to a path search method according to a multicarrier CDMA system having m-subcarriers. With this multicarrier CDMA system, since signals for a plurality of mobile stations are multiplexed by CDMA for each subcarrier, it is necessary to implement path search for each subcarrier.

[0129] Referring to FIG. 5, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then supplied to a multicarrier demodulator 210 via the terminal 101. The multicarrier demodulator 210 resolves the supplied received packet signals into components of each subcarrier, and supplies to the circuits 200-1 to 200-M for each subcarrier component. It is to be noted that the multicarrier demodulator 210 may be realized using elements such as a discrete Fourier transformation device (DFT), fast Fourier transformation device (FFT) and filters.

[0130] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, the path search part A 120 and the path search part B 130 included in the circuit 200-1 are supplied with signals of predetermined subcarriers from the multicarrier demodulator 210. In the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of RAKE finger circuits.

[0131] The path search part A 120 implements a despreading process at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are supplied to the profile generator 123. Similarly, the despread pilot symbols are supplied from circuits 200-1 to 200-m to the profile generator 123.

[0132] The delay profile generator 123 cophases and sums the despread pilot symbols at each circuit 200-1 to 200-m for each subcarrier, and then sums the cophased and summed result for each subcarrier by power-summation, so as to generate a delay profile. The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118.

[0133] The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process

controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively. It is to be noted that the switch 118 is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0134] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0135] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-*m* are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0136] After implementing tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoder and error correction encoder 143 where error correction decoding is implemented. Then, the error correction decoded information symbols are error correction coded again, and then supplied to the remodulating part 142. Then, the remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0137] It is to be noted that when error correction codes are not included in the information symbols, as in the first embodiment of the path search part, the tentative data decision information symbols may be remodulated and the complex conjugate values thereof may be fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0138] The path search part B 130 implements a despreading process of pilot symbols and information symbols of a signal supplied for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading process is implemented by multiplying the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal by a spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0139] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols for each subcarrier and then sums the cophased and summed results for each subcarrier by power-summation so as to generate a delay profile.

[0140] The path selector 134 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and selects paths

to be RAKE combined. The path selector 134 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively.

[0141] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 134. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116. The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140.

[0142] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-*m* are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and then the tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0143] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for *n*-cycles (*n*: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0144] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 6, elements similar to those shown in FIG. 5 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 6 is characterized in that the path search part B 130 implements despreading processes of pilot symbols and information symbols for each subcarrier, and implements delay profile generation and path selection.

[0145] The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the switches 118 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively. It is to be noted that the switches 118 are connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0146] In the present embodiment, a process similar to a process performed in the fourth embodiment of the path search part is implemented and the information symbols error correction coded again are supplied to the remodulating part 142. The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a serial-to-parallel converter 216. The serial-to-parallel converter 216 converts the supplied complex conjugate values to a plurality of sequences, and then feeds back the converted complex conjugate values to the delay profile generator 133 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively.

[0147] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading processes are implemented in the multipliers 131 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, such that the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal are multiplied by the spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0148] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0149] The path selectors 134 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and select paths to be RAKE combined. The path selectors 134 supply information of the selected paths to the delay process controllers 177 via the switches 118.

[0150] Accordingly, since path information for each subcarrier are individually supplied to the delay process controllers 177, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0151] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0152] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 7, elements similar to those shown in FIG. 6 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 7 is characterized in that the path search part A 120 and the path search part B 130 implement despreading processes of pilot symbols and informations symbol for each subcarrier.

[0153] When the despread pilot symbols are supplied, the profile generators 123 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, implement cophasing and summing of the despread pilot symbols for each subcarrier, so as to generate a delay profile. The path selectors 124 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profiles from the delay profile generator 123 and selects paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controllers 117 via the switch 118.

[0154] Accordingly, since the path information for each subcarrier are individually supplied to the delay controllers 117, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0155] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0156] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. It is to be noted that, in FIG. 8, the path search part 120, the structures of the path search part B 130 and a RAKE fingers and RAKE combiner 220 are illustrated in a simplified manner, these may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4. The RAKE fingers and RAKE combiner 220 corresponds to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 and the RAKE combiner 140. Also, in FIG. 8, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0157] The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a decision feedback symbol selecting part 222. The decision feedback symbol selecting part 222 selects k symbols ($k \leq Nd$, k: natural number) out of the supplied Nd symbols (Nd: natural number), and feeds back complex conjugate values thereof to the path search part B 130.

[0158] Accordingly, the decision feedback symbol selecting part 222 may select and feed back any successive k parts, may select and feed back any discrete k or may select and feed back all ($k=Nd$) of the Nd remodulated information symbols.

[0159] Also, when selecting k symbols, the symbols may be ranked in accordance with the reliability of the received symbols and may select and feed back in a descending order of the reliability, or may feed back after weighting the symbols in accordance with the reliability. For example, reception power of the received symbols may be used as the reliability of the received symbols.

[0160] As one embodiment, the reception power of the received symbols may be derived by multiplying the RAKE combined received symbols by the complex conjugate values of the tentative data decision result obtained from a demodulation process and squaring the value obtained by the multiplication.

[0161] As another embodiment, the reliability of the received symbols may be obtained using a desired signal power versus interference-plus-noise power ratio of the received symbols. One configuration for realizing this embodiment is a configuration shown in FIG. 9. FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio.

[0162] The desired signal power can be approximated by multiplying the RAKE combined received symbol by the complex conjugate values of the tentative data decision result of the tentative data decision part 230 and squaring the value obtained by the multiplication using a square multiplier 232. Also, the interference-plus-noise power may be approximated at each RAKE finger circuits using a square

multiplier 240 by squaring the RAKE combined pilot symbols in the square multiplier 234 and squaring the sum of an average value obtained by averaging the result of the square multiplier 234 in an averaging part 236 and a squared value of a channel variation estimate value.

[0163] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 10, elements similar to those shown in FIG. 8 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0164] The configuration of FIG. 10 is characterized in that the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 is provided between the coherent detection part 141 and the remodulating part 142. That is to say, according to the configuration of FIG. 10, when the information symbols include error correction codes, the information symbols obtained by tentative data decision are error correction decoded, error correction coded again, remodulated, and fed back. It is to be noted that, in FIG. 10, the structure of each part is illustrated in a simplified manner, but these may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4.

[0165] The reliability of the received symbols may be obtained from the above-described reception power of the information symbols and the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio or may be based on the likelihood ratio of the received signal used for error correction decoding. For example, when a convolution code is used as the error correction code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used as the reliability of the received signal.

[0166] As has been described above, with the present embodiment, since the timings of respective path components are detected by implementing path search of pilot symbols of a known phase, and the timings of respective path components are detected again using information symbols derived from the decoded signal according to thus-obtained timings and the pilot symbols, a path search accuracy can be improved.

[0167] Also, when demodulation is implemented again using the path search result of an improved accuracy, a data decision result accuracy can be improved. Further, when path search is repeated again by feeding back the data decision result of an improved accuracy, a path search accuracy is further improved and as a result the data decision result can be further improved.

[0168] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the channel estimation part adopts a first embodiment of a channel estimation method of the present invention and each of the second to eleventh embodiments of the channel estimation parts described later adopts second to eleventh embodiments of the channel estimation method of the present invention.

[0169] With the configuration shown in FIG. 11, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected.

[0170] In FIG. 11, the received packet signal is supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 214 via a switch 210. The channel variation estimating part 214 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminal (b) side so as to separate a pilot symbol $r_p(i)$ and an information symbol $r_d(i)$ of the received packet signal. Note that the letter i of the pilot symbol $r_p(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, the letter i of the information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0171] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_d(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol $r_d(i)$ and supplies an information symbol $r'_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0172] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_d(i)$ and supplies the compensated information symbol $r'_d(i)$ to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0173] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 12, a packet includes a time multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be inserted at any position, may be arranged in a temporally continuous manner, and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0174] When the packet shown in FIG. 12 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the received packet signal is temporally separated into the pilot symbols $r_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by switching the switch 210. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0175] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 13, a packet includes code multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be arranged in a temporally continuous manner and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0176] When the packet shown in FIG. 13 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the code-

multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $r_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0177] FIG. 14 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0178] With the configuration shown in FIG. 14, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the received packet in a packet in which time- or code-multiplexed pilot symbol is inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter.

[0179] In FIG. 14, the received packet signal is supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 220 via the switch 210. The channel variation estimating part 220 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and information symbols $r_d(i)$ of the received packet signal. Note that the letter i of the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, the letter i of the information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0180] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_d(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_d . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol $r_d(i)$ and supplies the information symbol $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0181] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_d(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_d(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0182] FIGS. 15 and 16 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 15 and 16, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter. In this case, pilot symbols included in each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0183] FIG. 15 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed. Also, FIG. 16 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed.

[0184] When the packets shown in FIG. 15 are received, according to the configuration shown in FIG. 14, the packets are temporally separated into the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by switching the switch 210. The channel variation estimating part 220 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0185] When the packet shown in FIG. 16 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 210 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0186] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0187] With the configuration shown in FIG. 17, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0188] A mobile communication system is generally provided with a common control channel for announcing various control signals from a base station to mobile stations. Therefore, packets with pilot symbols multiplexed therewith may be transmitted from the base station to the mobile stations via the common control channel.

[0189] In FIG. 17, the received packet signal transmitted from a base station to a mobile station is separated into pilot symbols $c_p(i)$ and information symbols $r_d(i)$ multiplexed in the common control channel at the mobile station, and supplied to the channel variation compensating part 216 or the channel variation estimating part 222. The channel variation estimating part 222 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. Note that the letter i of a pilot symbol $c_p(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, $N_{p,c}$. Also, the letter i of an information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0190] The channel variation estimating part 222 implements channel estimation using the supplied pilot symbols

$c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_a(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_a(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p .

[0191] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_a(i)$ by the complex conjugate values $\xi_a(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_a(i)$ to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols $r'_a(i)$ and outputs the data decision result.

[0192] FIGS. 18 and 19 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 18 and 19, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in the common control channel of the packets transmitted from the base station to the mobile station. In this case, pilot symbols included in the common control channel of each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0193] FIG. 18 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed in the common control channel. Also, FIG. 19 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed in the common control channel.

[0194] When the packets shown in FIG. 18 are received, according to the configuration shown in FIG. 17, the packets are temporally separated into the pilot symbols $c_p(i)$ and the information symbols $r_a(i)$. The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $c_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_a(i)$ and outputs the data decision result.

[0195] When the packet shown in FIG. 19 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $c_p(i)$ and the information symbols $r_a(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $c_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_a(i)$ and outputs the data decision result.

[0196] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0197] With the configuration shown in FIG. 20, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0198] In FIG. 20, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 224 via the switch 210. The channel variation estimating part 224 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 and b2) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, information symbols $r_a(i)$ and pilot symbols $c_p(i)$ multiplexed with the common control channel of the received packet signal.

[0199] The channel variation estimating part 224 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$ and $c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_a(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_a(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols $r_a(i)$ and supplies the information symbols $r_a(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0200] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_a(i)$ by the complex conjugate values $\xi_a(i)$ and supplies the compensated information symbol $r'_a(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol $r'_a(i)$ and outputs the data decision result.

[0201] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0202] With the configuration shown in FIG. 21, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel and pilot symbols of the received packet, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in k -packets (k : natural number) transmitted from the same transmitter.

[0203] In FIG. 21, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 226 via the switch 210. The channel variation estimating part 226 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$, information symbols $r_a(i)$ and the pilot symbols multiplexed with the common control channel, $c_p(i)$ of the received packet signal.

[0204] The channel variation estimating part 226 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,1}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and $c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_a(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_a(i)$ is a natural number,

and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_d . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r'_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0205] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_d(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_d(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0206] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0207] With the configuration shown in FIG. 22, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, a process of estimating channel variation experienced by a received packet signal, compensating and detecting the channel variation is repeatedly implemented through a feedback loop.

[0208] In FIG. 22, the received packet signal is separated into pilot symbols $r_p(i)$ and information symbols $r_d(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ are supplied to the delay parts 230 and 238 and the pilot symbol $r_p(i)$ are supplied to the channel variation estimating part A 232 and the delay part 240. The channel variation estimating part A 232 and the channel variation estimating part B 246 correspond to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3, respectively.

[0209] The channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_{A,d}(i)$ of the channel estimation value to a channel variation compensation part 234. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, methods similar to those of various embodiments of the channel estimating part described above may be used as a channel estimating method using a pilot symbol.

[0210] On the other hand, the delay part 230 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 234. The channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{A,d}(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_d(i)$ to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0211] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the modulator 244. The modulator 244 modulates the supplied information symbol $r_d(i)$ again and supplies the complex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the multiplier 242. On the other hand, the delay part 238 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r_d(i)$ to the multiplier 242.

[0212] The multiplier 242 multiplies the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by com-

plex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence, so as to generate an information symbol sequence $y_d(i)$ wherefrom the modulation components are removed. The multiplier 242 supplies the generated information symbol sequence $y_d(i)$ to the channel variation estimating part B 246. Also, the delay part 240 delays the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies its information symbol $r_p(i)$ to the channel variation compensation part B 246.

[0213] The channel variation estimation part B 246 implements channel estimation again using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and the information symbol sequence $y_d(i)$ wherefrom the modulation components are removed. Complex conjugate values $\xi_{B,d}(i)$ of the thus-derived channel estimation values are supplied to the channel variation compensating part 234 again.

[0214] The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{B,d}(i)$ and supplies the compensated information symbol $r'_d(i)$ to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0215] The data decision information symbol may be directly output as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 via the modulator 244 and the multiplier 242 again so as to repeat the process sequence for n -cycles (n : natural number).

[0216] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 23, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals.

[0217] The configuration shown in FIG. 23 is characterized in that a weight generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The multiplier 244 remodulates the supplied information symbol and supplies complex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the weight generator 248. The weight generator 248 implements weighting on the supplied complex conjugate values $x_d(i)$.

[0218] For example, the weight generator 248 outputs a weighting value $w_d(i)$ in accordance with the condition when the information symbol is received. As an example of the weighting value $w_d(i)$ to be outputted, it is possible to use a value proportional to a value of the received signal power of the received symbol derived by squaring a value of the channel variation compensated received symbol sequence $x_d(i)$.

[0219] A value proportional to the desired signal power versus interference power ratio for each received symbol may also be used as the weighting values $w_d(i)$. In order to derive the desired signal power versus interference power ratio, for example, using reception power of the information symbol as the desired signal power, a calculation is performed to derive a squared value of a difference between the channel variation compensated received symbol $z_d(i)$ and a squared value of its channel estimation value, and then an average value taken over N_d symbols is used as an interference signal.

[0220] Further, by controlling the weighting controller 248, it is possible to control an amount of the complex

conjugate values $x_d(i)$ to be fed back. For example, the information symbol having a weighting values of "0" will not be fed back. It is to be noted that other processes are similar to the processes of FIG. 22, and therefore will not be explained in detail.

[0221] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 24, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0222] The configuration of FIG. 24 is characterized in that an error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244. The error correction decoder and error correction encoder 250 corresponds to the error correction decoder 143-1 and the error correction encoder 143-2 shown in FIG. 1. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol $r'_{k,d}(i)$ and implements tentative data decision of the information symbol.

[0223] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the error correction decoder and error correction encoder 250. When the supplied information symbol is error correction coded, the error correction decoder and error correction encoder 250 implements error correction decoding and then error correction encoding is implemented again. The modulator 244 modulates the error correction coded information symbol again and supplies the conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the multiplier 242. The modulator 244 corresponds to the remodulating part 143 shown in FIG. 1. Other process will not be described here.

[0224] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 25, elements similar to those shown in FIGS. 23 and 24 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0225] The configuration of FIG. 25 is characterized in that the error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244 and the weighting generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The weighting generator 248 may use the weighting method explained with reference to FIG. 23 or may use the reliability of the received symbol obtained while decoding the error correction code. As the reliability information, if it is a convolutional code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used. Also, an operation of the weighting generator 248 and the error correction decoder and error correction encoder 250 used in the configuration of FIG. 22 will not be explained here, since an explanation has been made with reference to FIGS. 23 and 24.

[0226] Also, as has been described above, a feedback path of the information symbol to the channel variation estimation part B 246 of FIGS. 23 to 25 and a feedback path of the information symbol to the path search parts B 130 of FIGS. 8 to 10 may be shared using a configuration such as that shown in FIG. 1.

[0227] Referring now to FIGS. 26 to 29, the channel estimation part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0228] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The configuration of FIG. 26 is a configuration where the eighth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0229] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, resolved into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 resolves the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262- n of the subcarriers.

[0230] Channel estimation may be applied to each sequence of the subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 27. FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 27, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0231] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the complex conjugate values $\xi_{A,k,d}(i)$ of the derived channel estimation value by the corresponding information symbols $r_{k,d}(i)$, the coherent detection part 236 implements an absolute coherent detection and tentative data decision is implemented on the information symbols. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264.

[0232] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers in to a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to an error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0233] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values $\xi_{k,d}(i)$, separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262- n of the subcarriers.

[0234] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values $x_{k,d}(i)$, so as to generate information symbols $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed.

[0235] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbols $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values $\xi_{B,k,d}(i)$ of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol $r_{k,d}(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{B,k,d}(i)$ and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0236] The data decision information symbol may be directly outputted as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0237] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 28, elements similar to those shown in FIG. 26 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 28 is a configuration where the ninth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0238] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, separated into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 separates the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0239] Channel estimation may be applied to each sequence of subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 29. FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 29, elements similar to those shown in FIG. 27 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0240] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation is implemented by multiplying the complex conjugate values $\xi_{A,k,d}(i)$ of the derived channel estimation value by the corresponding information symbol $r_{k,d}(i)$, an absolute coherent detection is

performed and the information symbols are tentative data decision. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264 of FIG. 29.

[0241] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers into a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to the error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0242] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a weight generator 272. The weight generator 272 may be of a configuration in which the weighting processes adopted in the seventh to ninth embodiments of the channel estimation part is implemented. The weight generator 272 supplies the weighted single sequence of complex conjugate values $x_{k,d}(i)$ to the serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values $w_{k,d}(i) x_{k,d}(i)$, separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0243] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values $w_{k,d}(i) x_{k,d}(i)$, so as to generate an information symbol sequence $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed.

[0244] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbol sequence $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values $\xi_{B,k,d}(i)$ of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol $r_{k,d}(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{B,k,d}(i)$ and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0245] The data decision information symbol may be directly output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0246] As has been described above, according to each embodiment of the channel estimating part, since pilot symbols of a known phase is used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Also, the pilot symbol of known phase may be transmitted by being time-multiplexed or code-multiplexed on the transmission packet. Further, by using the above-described channel estimation method for a communication device, it is possible to realize a communication device capable of implementing a high-accuracy channel estimation.

[0247] In the first embodiment of the communication device, it can be easily understood that any combination of

any one of the embodiments of the path search part and any one of the embodiments of the channel estimating part may be used, or, either any one of the embodiments of path search part or any one of the embodiments of the channel estimating part may be used.

[0248] Also, it can be easily seen that the use of a pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is not limited to channel estimation but may be also applicable to path search. In other words, although a method of multiplexing the pilot symbol has been described with reference to FIGS. 12, 13, 15, 16, 18 and 19, the pilot symbol multiplexed with the received signal with such multiplexing methods may also be used for path search methods described with reference to FIGS. 3 to 10. Therefore, the pilot symbols inputted to the channel variation estimating parts 214, 220, 222, 224, 226 described with reference to FIGS. 11, 14, 17, 20, and 21 may be used for path search as well as for channel estimation.

[0249] Next, a second embodiment of the communication device of the present invention will be described. In the second embodiment of the communication device, one of the methods for using the pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is either adopted in the path search part or in both channel estimating part and the path search part.

[0250] The second embodiment of the communication device also may provide an effect similar to the first embodiment of the above-described communication device.

[0251] Further, the present invention is not limited to these embodiments, and variations and modifications may be made without departing from the scope of the present invention.

1. A path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said method comprising the steps of:

a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and

a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.

2. The path search method as claimed in claim 1, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are generated by implementing the steps of:

despreading said signal received via the multipath propagation path according to said timings detected in the first path search step;

cophasing and summing the information symbols despread according to said respective path timings in a symbol by symbol manner;

demodulating and implementing data decision of said cophased and summed respective information symbols; and

remodulating said data decision signal.

3. The path search method as claimed in claim 2, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected.

4. The path search method as claimed in claim 1, wherein said second path search step is repeated until a predetermined condition is satisfied.

5. The path search method as claimed in claim 1, wherein said signal received via the multipath propagation path is transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

6. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

7. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the packets.

8. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the packets.

9. The channel estimation method as claimed in claim 1, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

10. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

11. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the common control channel.

12. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the common control channel.

13. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

14. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

15. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

- a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet;
 - a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
 - a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
 - a channel estimation step for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
16. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said tentative data decision information symbols according to the reliability.
17. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes an error correction process for error correction decoding said tentative data decision information symbols after error correction encoding again.
18. The channel estimation method as claimed in claim 17, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability.
19. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:
- a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;
 - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively; and
 - a channel estimation step for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
20. A communication device comprising:
- path search means for detecting respective timings of path components included in a reception signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said reception signal; and
- channel estimation means for estimating channel variation using said pilot symbols.
21. The communication device as claimed in claim 20, wherein said path search means includes:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using said pilot symbols; and
 - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search part and said pilot symbols.
22. The communication device as claimed in claim 20 or 21, wherein said channel estimation means includes:

- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in said reception signal; and
 - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
23. The communication device as claimed in claim 22, wherein said channel estimation part includes:
- a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
 - a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
 - a channel estimation part for generating an information symbol wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
24. The communication device as claimed in claim 22, wherein said pilot symbol acquiring part includes:
- a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in said reception signal; and
 - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively, and,
- wherein said channel estimation part implements channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
25. A communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said device comprising:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and
 - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.
26. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and
 - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
27. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

28. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

29. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets;

a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;

a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and

a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.

30. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;

a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phases included in said plurality of subcarriers, respectively; and

a channel estimation part for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.

31. A communication device comprising:

path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and

channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after said first path search step,

wherein said path search means implements a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase, and

wherein said channel estimation means implements a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the second path search step and said pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing said second path search step using said information symbols demodulated after said second channel estimation step and pilot symbols and implementing said second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in said second path search step and pilot symbols.

32. The communication device as claimed in claim 31, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

33. The communication device as claimed in claim 32, wherein said pilot symbols are multiplexed with at least one of said packets and said common control channel.

34. A communication device comprising path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or information symbols included in at least one of packets and a common control channel of a received signal.

35. The communication device as claimed in claim 34, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

36. The communication device as claimed in claim 34 or 35, further comprising feedback means for feeding back said information symbol,

wherein said path search and channel estimation means recursively implements path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via said feedback means in accordance with a timing detected in said path search and pilot symbols.

* * * * *

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE**

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020060095576 A**

(43)Date of publication of application:
31.08.2006

(21)Application number: **1020067013269**

(71)Applicant: **QUALCOMM INCORPORATED**

(22)Date of filing: **30.06.2006**

(72)Inventor: **WALTON J.**

(30)Priority: **01.12.2003 US2003 725904**

RODNEY KETCHUM JOHN W.

(51)Int. Cl **H04B 7/26
H04B 7/04**

(54) METHOD AND APPARATUS FOR PROVIDING AN EFFICIENT CONTROL CHANNEL STRUCTURE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

According to one aspect of the invention, a method is provided in which a control channel used for transmitting control information is partitioned into a plurality of subchannels each of which is operated at a specific data rate. For each of one or more user terminals, one of the subchannels is selected based on one or more selection criteria for transmitting control information from an access point to the respective user terminal. Control information is transmitted from the access point to a user terminal on a particular subchannel selected for the respective user terminal. At the user terminal, one or more subchannels are decoded to obtain control information designated for the user terminal.

Legal Status

Date of request for an examination (20060630)

Notification date of refusal decision ()

Final disposal of an application (registration)

Date of final disposal of an application (20080227)

Patent registration number ()

Date of registration ()

Number of opposition against the grant of a patent ()

Date of opposition against the grant of a patent ()

Number of trial against decision to refuse ()

Date of requesting trial against decision to refuse ()



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 141 168** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) МПК⁸ **H 04 B 7/02**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Дата начала действия патента: 16.05.1997

(30) Приоритет: 17.05.1996 GB 9610428.6
17.05.1996 GB 9610337.7

(46) Дата публикации: 10.11.1999

(56) Ссылки: US 5412414 A, 02.05.94, US 3717614
A, 20.03.73, US 5294924, A 15.05.94, SU
634217, A 25.11.78.

(58) Адрес для переписки:
129010, Москва, Б.Спижовая, 26, стр.3,
Союзпатент, Емельянову Е.И.

(71) Заявитель:
Моторола Лимитед (GB)

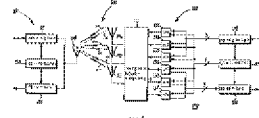
(72) Изобретатель: Николас Уинн-етт (GB)

(73) Патентообладатель:
Моторола Лимитед (GB)

(54) УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ДЛЯ ВЗВЕШИВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ТРАКТЕ РАДИОПЕРЕДАЧИ
(ВАРИАНТЫ)

(57) Реферат:
Принимное средство связи принимает опорный сигнал, передаваемый через по меньшей мере одну из антенн антенной решетки передающего средства связи. Принимное средство связи определяет весовой коэффициент, связанный по меньшей мере с одной из антенн, и передает весовую информацию на передающее средство связи. Передающее средство связи корректирует весовой коэффициент, связанный с упомянутой по меньшей мере одной из антенн в соответствии с весовой информацией,

принятой от принимающего средства связи. Технический результат заключается в повышении точности установок весовых коэффициентов. 3 с. и 21 з.п. формул, 11 ил.



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 141 168** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) Int. Cl. ⁵ **H 04 B 7/02**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

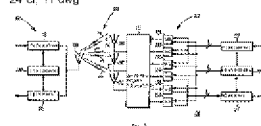
(21), (22) Application: 97108171/09, 18.05.1997
(24) Effective date for property rights: 16.05.1997
(30) Priority: 17.05.1996 GB 9510428.6
17.05.1996 GB 9610357.7
(46) Date of publication: 10.11.1999
(98) Mail address:
129010, Moscow, S. Spasskaja, 25, str.3,
Soyuzpatent, Emsifjanovu E.I.

(71) Applicant:
Motorola Limited (GB)
(72) Inventor: Nikolas Ulnnett (GB)
(73) Proprietor:
Motorola Limited (GB)

(54) **DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH**

(57) Abstract:
FIELD: radio engineering, communication equipment. SUBSTANCE: receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device; antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device controls weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is

received from receiving device. EFFECT: Increased precision of established weights. 24 cl., 11 dwg.



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1

Изобретение относится к антенным решеткам.

Антенные решетки содержат несколько антенн для передачи радиочастотных сигналов по беспроводным линиям связи. Эксплуатационные характеристики антенных решеток выше эксплуатационных характеристик одной антенны, так как они обеспечивают лучшую диаграмму направленности для зоны обслуживания.

Но даже при улучшении диаграммы направленности за счет использования антенной решетки сигналы, передаваемые между средствами радиосвязи, подвержены воздействию помех, строения, возмущенности и другие объекты вызывают случайное распространение волн, а средства связи и источники энергии порождают шум, что приводит к ошибкам в сигналах, передаваемых между средствами связи.

Для уменьшения таких ошибок были разработаны технологии, направленные на оптимизацию траекта радиосигнала в среде связи, использующей антенную решетку. Пути изменения весовых коэффициентов сигналов, принятых каждой отдельной антенной решеткой, можно изменять диаграмму направленности антенны для улучшения радиосигнала сигналов с определенным направлением или обеспечения комбинации многолучевых сигналов, не вызывающей их ослабления. В этих технологиях весовые коэффициенты антенной решетки коррелируются с целью получения максимального коэффициента усиления на траекте радиосигнала, для чего используются измеренные сигналы или выходы радиоприемника. Но весовые коэффициенты, полученные для траекта радиосигнала, не обеспечивают оптимальные весовые коэффициенты для траекта радиопередачи.

Средствительно, существует потребность в получении улучшенных весовых коэффициентов антенной решетки для радиопередачи.

Средство связи включает схемы весовой обработки сигналов, включенные между антенными решетками и радиопередатчиком. К схеме весовой обработки сигнала подключен контроллер, который дает команду передатчику передавать опорный сигнал через по меньшей мере одну из антенн и корректирует весовой коэффициент, заданный с учетом по меньшей мере одной из антенн на основании весовой информации, принятой от другого средства связи, за счет чего траект радиопередачи можно изменить в соответствии с опорным сигналом, переданным через указанную по меньшей мере одну антенну.

Другой вариант осуществления изобретения включает в себя приемное средство связи, принимающее сигнал, передаваемый через каждую из нескольких антенн в передающем средстве связи. Схемы вычисляют по меньшей мере один весовой коэффициент для траекта радиопередачи другого средства связи из опорного сигнала, принятого каждой антенной. Указанный по меньшей мере один весовой коэффициент передается на другое средство связи.

Предложены также способ функционирования передающего средства

связи и способ функционирования приемного средства связи.

В дальнейшем изобретение поясняется описанием, примеров его воплощения со ссылками на прилагаемые чертежи, в числе которых:

Фиг. 1 изображает структурную схему системы радиосвязи, включающую средство радиосвязи с антенной решеткой;

Фиг. 2 - структурную схему, аналогичную схеме на фиг. 1, но с более детальной иллюстрацией схем весовой обработки сигналов для траекта радиопередачи, изображенного на фиг. 1;

Фиг. 3 - алгоритм выполнения способа регулировки усиления на траекте радиопередачи в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку;

Фиг. 4 - алгоритм выполнения способа регулировки усиления на траекте радиопередачи в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку;

Фиг. 5 - алгоритм, иллюстрирующий способ работы средства радиосвязи, находящегося на связи со средством радиосвязи, которое работает в соответствии с фиг. 4;

Фиг. 6 - диаграмму потока сигналов, передаваемых между средствами радиосвязи;

Фиг. 7 - структурную схему, иллюстриющую систему связи, включающую два средства радиосвязи с антенными решетками;

Фиг. 8 - структурную схему контроллера, предназначенного для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на траекте радиосигнала;

Фиг. 9 - структурную схему, иллюстрирующую интернатный контроллер, предназначенный для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на траекте радиосигнала;

Фиг. 10 иллюстрирует работу системы, изображенной на фиг. 8, с четырьмя передающими антеннами по сравнению с системой стандарта GSM, не содержащей антенной решеткой;

Фиг. 11 иллюстрирует способ работы контроллера, изображенного на фиг. 9, по сравнению с контроллером, изображенным на фиг. 8;

Фиг. 12 - диаграмму потока сигналов, иллюстрирующую опорный сигнал при использовании корректора на траекте радиосигнала;

Система радиосвязи 100 (фиг. 1) включает в себя средство радиосвязи 101 и средство радиосвязи 102, которые осуществляют связь по каналу связи 104. Средством радиосвязи 101 может служить радиомodem (модулятор/демодулятор), сотовый радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи, пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. Средством радиосвязи 102 является средство связи, функционирующее к средству связи 101, такое как радиомodem (модулятор/демодулятор), сотовый радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи, пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. В контексте данной заявки понятие "средство радиосвязи" относится к любому из перечисленных

устройства и их эквивалентам.

Каналом связи 104 является беспроводная линия радиосвязи, которая может поддерживать многолучевому распространению. Следовательно, каналы P1 и P2 представляют два тракта сигналов между первой антенной 106 средства связи 102 и антенной 108 средства связи 101. Каналы связи P3 и P4 проходят между антенной 112 и антенной 108. Каналы связи P5 и P6 проходят между антенной 112 и антенной 108. При этом подразумевается, что реальное число каналов связи между любой из антенн 105, 110 и 112 и антенной 108 может быть больше или меньше двух.

Средство связи 101 включает радиопередатчик 116 и радиоприемник 118, подключенные к антенне 108. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 управляются контроллером 120. Радиопередатчик 116 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 118 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи. Контроллер 120 реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигналов (ЦПС), программируемого логического устройства (ПЛУ) или т. п. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 подключены к антенне 108 для радиопередачи и радиоприема сигналов через антенну.

Средство радиосвязи 102 включает в себя радиопередатчик 122, радиоприемник 124 и контроллер 126. Контроллер 126 может быть реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигналов, программируемого логического устройства, вычислительной машины или т.п. Контроллер 126 управляет работой радиопередатчика 122 и радиоприемника 124. Радиопередатчик 122 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 124 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи.

Выход радиопередатчика 122 подключен к схемам 131, 133 и 135 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема. Каждая схема входовой обработки сигналов на тракте радиоприема принимает сигналы, так что каждая схема принимает соответствующий сигнал или через общий проводник, так что все схемы входовой обработки сигналов на тракте радиоприема принимают один и тот же сигнал. Вход радиоприемника 124 подключен к

выходу схем 150, 152 и 154 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема. Каждая из схем входовой обработки на тракте радиоприема принимает соответствующий сигнал от соответствующей антенны 106, 110 и 112, введенный через схему 113 антенного переключателя.

Схема 113 антенного переключателя может быть реализована с использованием любого подходящего дуплексного устройства, переключающей схемы, фильтра или т. п. Схема 113 антенного переключателя соединяет антенны с трактом радиоприема или радиоприема для обеспечения дуплексного или полудуплексного режима работы.

Схемы 131, 133 и 135 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема более детально изображены на фиг. 2. Схема 131 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 230 фазового сдвига и усилитель 238 с регулируемым усилением. Схема 133 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 232 фазового сдвига и усилитель 236 с регулируемым усилением. Схема 135 входовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 234 фазового сдвига и усилитель 240 с регулируемым усилением. Усилитель с регулируемым усилением можно заменить на усилитель с постоянным усилением, если при адаптации требуется изменить только фазу сигнала. Каждая из схем 230, 232 и 234 фазового сдвига управляется независимо, так что антенны имеют на входе независимые фазовые сигналы. Каждый усилитель управляется независимо контроллером 126. Специалистам известны и другие средства регулирования усиления и фазы сигналов. Например, можно регулировать уровень сигнала в цифровом процессоре сигналов под управлением программных средств и подавать сигнал через усилитель с постоянным усилением.

Каждый усилитель 236, 238 и 240 с регулируемым усилением избирательно подключен через соответствующий переключатель 250, 252, 254 к соответствующей антенне 106, 110 и 112. Переключатели подключены к контроллеру 126 для радиоприема от него сигнала индикации передатчика. В режиме радиоприема переключатели замкнуты, как показано на фиг. 2. В режиме радиоприема антенны 106, 110 и 112 подключены к схемам 150, 152 и 154 входовой обработки сигналов.

Каждая схема 150, 152 и 154 входовой обработки сигналов принимает управляющий сигнал от контроллера 126 и каждая управляется им отдельно. Сигналы с входов схем 150, 152 и 154 входовой обработки сигналов подаются на вход приемника 124. Контроллер 126 корректирует весовые коэффициенты W4, W5 и W6 в соответствии с известными алгоритмами. В общем, контроллер 126 корректирует каждый из коэффициентов W4, W5 и W6 на основании выходного сигнала 124, чтобы оптимизировать качество сигнала радиоприема. Тракт радиоприема сигнала обычно оптимизируется путем обозначения максимальной точки излучения или мощности или путем обозначения максимальной оценки отношения полезного

сигнала к шуму плюс помехам.

Контроллер 126 выдает весах фазовые сигналы для схем 230, 232 и 234 фазового сдвига и задает коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением в соответствии с заранее определенными значениями, хранящимися в памяти 160. Приведенные таблицы 1 и 2 или "карты слов" содержат весовые коэффициенты для трактов радиопередачи, включающих три антенны 108, 110 и 112. В них приведены коэффициент усиления и фаза вместе с эквивалентным комплексным представлением. В этих примерах

$ax = 1/\sqrt{2}$, $ay = 1/\sqrt{2}$. При 16 векторах память 160 хранит соответствующие значения для трех антенн, при этом индекс или номер вектора находится в левом столбце, а весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для трех схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигнала - в других столбцах.

В таблице 1 представлены только фазовые сдвиги. Это значит, что фаза передаваемого сигнала будет корректироваться, а коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением не будет. Для реализации цифровой коррекции фазы комплексный цифровой групповой сигнал умножается на приведенные выше комплексные числа. Поскольку количество имеющихся векторов равно 2^4 , требуется четыре разряда, чтобы присвоить вектору индекс. Можно использовать таблицы значений, имеющие больший объем. В приведенной таблице 2 содержится 31 весовая комбинация.

В этой таблице $\beta = 1/\sqrt{2}$ и корректируются как коэффициент усиления, так и фаза, причем тракт радиопередачи на некоторые антенны иногда полностью блокируется, если значения коэффициента усиления равны 0. Для обозначения индексов вектора требуется 6 разрядов (2^6 разных векторов). Таблица 1 представляет исключительно для примера и не могут использоваться в ограничительном смысле. Можно предусмотреть таблицы другого объема или другие таблицы с таким же количеством элементов.

Каждое значение коэффициента усиления и фазы обеспечивает разную диаграмму направленности антенны. Изменяя коэффициенты усиления усилителя с регулируемым усилением и фазы, можно изменить диаграмму направленности антенны. За счет изменения диаграммы направленности антенны антенная решетка может улучшить рабочие характеристики удаленных средств связи, территориально разнесенных по зоне обслуживания базовой станции, или улучшить распределение удаленного средства связи для осуществления связи с базовой станцией.

Для лучшего понимания принципа изобретения полостью сущности работы, история закрывается в следующем.

Контроллер 126 задает весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для трактов радиопередачи на основании заранее установленные значения после первоначального установления связи со средством связи 101, как показано в блоке 300 (фиг. 3). Первоначальными весовыми

коэффициентами могут быть, например, посланы весовые коэффициенты W1, W2 и W3 из предыдущей связи, или также могут быть весовые коэффициенты, соответствующие диаграмме направленности с самой широкой зоной обслуживания, или же в качестве исходных весовых коэффициентов W1, W2 и W3 для трактов радиопередачи могут быть использованы весовые коэффициенты W4, W5 и W6, вычисленные для тракта радиоприема. Весовые коэффициенты антенны могут задавать коэффициенты усиления для усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением и фазы для схем 230, 232 и 234 фазового сдвига, или только фазы для схем фазового сдвига.

Во время связи передатчик 122 передает информационные пакеты на средство связи 101, как показано в блоке 302. Другое средство связи 101 принимает сигналы, переданные с передатчика 122, и передает в обратном направлении сигнал подтверждения приема (ACK) или сигнал не подтверждения приема (NACK), в зависимости от того, был ли точно принят сигнал, как это известно в данной области. Как правило с каждым информационным пакетом передается контрольная сумма или данные контроля целостности избыточным кодом (CRC). Если из принятого информационного пакета не получается данные CRC или контрольная сумма не совпадает, то передается сигнал NACK.

Если контроллер 126 принимает сигнал подтверждения приема, как показано в блоке 304, передается следующий информационный пакет. В случае приема от средства связи 101 сигнала ошибки, такого как NACK, как показано в блоке 306, контроллер 126 выдает новые весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для антенны в блоке 308. При этом весовые коэффициенты W1, W2 и W3 изменяются настолько, что изменяется диаграмма направленности антенны. Новые весовые коэффициенты могут быть коэффициентами, связанными со следующим номером вектора в кодовом слове, хранящемся в памяти 160, например, представленном таблицами 1 или 2.

В блоке принятия решения 310 контроллер 126 определяет, не был ли в последнее время принят от другого средства связи 101 сигнал ошибки в ответ на следующую диаграмму направленности антенны (например, если при последнем использовании этих новых весовых коэффициентов с другого средства связи был принят NACK). В контроллере 126 может быть задан некоторый период времени и контроллер 126 не позволяет выбирать весовые коэффициенты если в течение этого заданного периода времени на них был принят сигнал ошибки. Таким образом исключается быстрый циклический перебор диаграмм направленности контроллером 126, если на один из весовых коэффициентов не обеспечивается связь без ошибок.

Если принято сообщение об ошибке, контроллер 126 в блоке 312 дает команду передатчику 122 повторить передачу информации. Затем контроллер 126 возвращается к блоку 304 для ожидания сигнала подтверждения приема или сигнала ошибки от другого средства связи.

При этом следует понимать, что блоком принятия решения 304 и 308 могут быть реализованы посредством прерывания в ответ на сигнал ошибки, как это имеет место в обычных технологиях радиопередачи. Таким образом, средство связи 102 может выполнять постоянный процесс буферизации пакетов с кодированием и перемежением между ними, а также модуляцию и передачу. Принимая сигнал ошибки, такой как NACK, контроллер 126 быстро прерывает передачу для изменения весовых коэффициентов W1, W2 и W3, после чего процесс передачи возобновляется.

Следует также понимать, что весовые коэффициенты W4, W5 и W6 будут корректироваться контроллером 126 на основании сигнала на выходе приемника 124 в соответствии с известными способами измерения. Настоящее изобретение обеспечивает особые преимущества для тех систем радиосвязи, в которых тракты радиопередачи и радиоприема имеют разные частоты, в частности, для систем связи стандарта GSM. При таких условиях задерживание на тракте радиоприема в схемах 150, 152 и 154 весовой обработки сигнала необязательно обеспечивает оптимальные весовые коэффициенты для вещания в схемах 131, 133 и 135 весовой обработки сигнала на тракте радиопередачи. Это объясняется задерживанием распространения сигналами или другими явлениями, чувствительными к частоте.

Другим важным аспектом является скорость, с которой средства связи 101 и 102 перемещаются относительно друг друга. Если средство связи 101 перемещается быстро, а средство связи 102 неподвижно, тракты P1-P6 распространения сигналов будут быстро изменяться. В некоторые периоды взаимное перемещение между средствами связи 101 и 102 может отсутствовать. Это характерно при осуществлении связи с пешеходом, при которой абонент сотового телефона может стоять или идти со скоростью, которая не приводит к значительным изменениям скорости.

Целесообразно, чтобы одно или оба средства связи 101 и 102 определяли скорость, с которой они перемещаются относительно друг друга. Например, можно использовать долговременные измерения для определения скорости изменения. Контроллер 126 использует информацию о скорости изменения для определения, изменять ли установки фазы и амплитуды. В частности, изобретение обеспечивает особые преимущества, когда средства связи 101 и 102 медленно перемещаются или вообще не перемещаются относительно друг друга, так как в этих ситуациях задержка приема NACK указывает на минимальное воздействие на работу. В таких ситуациях выбор диаграммы направленности антенны может существенно повлиять на работу телефона во время разговора. Это объясняется тем фактом, что диаграмма направленности антенны обеспечивающая оптимальные условия для данного абонента, не изменяется. Кроме того, плохая диаграмма направленности вероятно будет оставаться неизменной в течение всего разговора.

В ситуации, когда средство связи 101 является транспортным средством, движущимся с большой скоростью, весовые коэффициенты, обеспечивающие оптимальную диаграмму направленности для средства связи 101, могут быстро изменяться.

Поэтому изменение диаграммы направленности антенны каждый раз, когда принят ошибочный сигнал, может не приводить к существенному улучшению работы системы связи 100. Кроме того, весовые коэффициенты, которые не являются эффективными в один момент времени, могут стать оптимальными через несколько секунд, что приводит к быстрому переключению весовых коэффициентов W1, W2 и W3.

Естественно, что влияние скорости зависит от конструктивных особенностей системы, в частности, от задержки между передачей пакета и приемом NACK.

Заполняющее устройство 160, в котором хранятся значения коэффициентов усиления и фаз, может сохранять таблицу диаграмм направленности антенны, использованных в смысле последнего времени. При этом предпочтительно не использовать в течение заданного интервала времени те диаграммы направленности, которые дали ошибочную индикацию. Заданный интервал времени предпочтительно корректируется в зависимости от скорости перемещения средства связи 101 и 102 относительно друг друга. Следовательно, если средство связи 101 и 102 не перемещаются относительно друг друга, упомянутый выше интервал

времени может быть равен всему времени соединения средств связи 101 и 102. И наоборот, если средства связи 101 и 102 быстро перемещаются относительно друг друга, этот период времени может быть очень коротким или равен нулю. В любом случае заданный интервал времени должен быть больше, чем время корреляции канала, чтобы предотвратить повторный выбор весового коэффициента, который ранее привел к ошибке и который может вновь ухудшить работу, если канал не претерпел значительных изменений.

Преимущество описанного выше варианта состоит в том, что средство связи 101 изменяет весовые коэффициенты без помощи других средств связи. Следовательно, можно реализовать схему корректировки весовых коэффициентов в существующих системах без необходимости модернизации существующих аппаратных средств.

Согласно другому варианту осуществления изобретения средство связи 102 передает сигнал для определения весовых коэффициентов для схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи. При этом данное определение производится на средство связи 101. В дальнейшем этот вариант будет описан со ссылками на фиг. 4 и 5. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 генерировать опорный сигнал подаваемый на антенну 106, как показано в блоке 400. Этот опорный сигнал может быть тональным или другим пригодным сигналом.

Опорный сигнал поступает на антенну 106 за счет установки на ноль коэффициента усиления усилителя 238 и 240 с регулируемым усилением и установки коэффициента усиления усилителя 238 с

регулируемым усилением на ненулевой коэффициент. Контроллер 120 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 110, как показано в блоке 402. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 110, ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 236 с регулируемым усилением. Контроллер 120 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 112, как показано в блоке 404. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 112, ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 240 с регулируемым усилением.

Таким образом, заданный тональный сигнал поступает на вход каждой антенны в разное время. Альтернативно, можно одновременно подавать на вход каждой антенны 108, 110 и 112 сигналы разной частоты или сигналы, имеющие разные коды. Но в любом из указанных трех случаев сигнал, подаваемый на каждую антенну, должен быть различным для средства связи 101.

При этом подразумевается, что передатчик 122 можно подстраивать к схемам 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов в тракте передачи, через соответствующие проводники шины, проходящей от передатчика 122 к указанным схемам. Это позволяет отдельно подавать разные сигналы, выработанные передатчиком 122 для каждой антенны, на схемы весовой обработки сигналов в тракте радиопередачи.

Контроллер 126 ожидает приема весовых сигналов на приемнике 124, как показано в блоке 406 сигналами 408. Альтернативно, контроллер 126 может прерывать стандартную операцию передачи при поступлении весовых сигналов. В любом случае, когда новые весовые коэффициенты поступают от средства связи 101, контроллер 126 изменяет весовые коэффициенты схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на значения, принятые от средства связи 101, как показано в блоке 410. Если от средства связи 101 принят индекс, контроллер 126 выбирает весовые коэффициенты, связанные с этим индексом, из кодового словаря и пакеты 180 и соответственно регулирует схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов.

В дальнейшем будет описана работа средства связи 101 со ссылкой на фиг. 5. Контроллер 120 принимает опорные сигналы, переданные через каждую антенну 108, 110 и 112, как показано в блоках 500, 502 и 504. Хотя сигналы, связанные с соответствующими антеннами 108, 110 и 112, разделены во времени, как было описано выше со ссылкой на фиг. 4, они могут альтернативно идентифицироваться своей частотой, если имеют разную частоту, или своими кодами, если имеют разные коды. Следовательно, контроллер 120 идентифицирует опорный сигнал, полученный каждой антенной.

Контроллер 120 вычисляет оптимальные весовые коэффициенты для схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи, исходя из уровней принятых сигналов для каждой антенны 108, 110 и 112, как показано в блоке 506. Вектор оптимального весового коэффициента можно вычислить на основании и фазы принятого

сигнала. В качестве весового коэффициента для каждой антенны можно использовать сопряженное комплексное число комплексного представления оценочного усиления и фазы для каждой антенны. Контроллер 120 получает оценочные усиление и фазу для каждой антенны путем корреляции принятого опорного сигнала с локальной копией заданного опорного сигнала, хранящейся в контроллере 120.

Результат корреляции между этими сигналами показывает оценочное усиление и фазу для тракта радиопередачи от каждой антенны 108, 110 и 112.

Альтернативно, можно использовать кодовый словарь для выбора вектора предпочтительного весового коэффициента из списка кандидатов. Это можно сделать посредством выбора из кодового словаря вектора, ближайшего к оптимальному весовому коэффициенту, вычисленному из сопряженного комплексного числа оценочных усиления и фазы. Альтернативно, вектор предпочтительного весового коэффициента выбирается с целью получения максимальной мощности сигнала приема на приемном средстве связи.

Можно выключать из кодового словаря весовые коэффициенты, дающие максимальную мощность. Как уже отмечалось выше, усиление и фаза опорного сигнала, полученного с каждой антенны, формируются в приемнике посредством корреляции с известной локальной копией персонального переданного опорного сигнала. При этом вектор весового коэффициента выбирается следующим образом:

$$t = \lfloor \frac{w_k}{w_0} \cdot c \rfloor$$

индекс $k=0$

сделать $k=1$ при $k=1$

если $\lfloor \frac{w_k}{w_0} \cdot c \rfloor > t$, тогда

индекс $= k$

$t = \lfloor \frac{w_k}{w_0} \cdot c \rfloor$

закончить операцию "если"

закончить вычисления,

где оценочное усиление и фаза сигнала, принятого с n -й антенны (антенна 1, антенна 2 и антенна 3) представлены в комплексном представлении как C_1 , а набор для всех антенн вектором c ; и k -й вектор весового коэффициента в заданном перечне

равен w_k , при условии, что в перечне, хранящемся в памяти 120 средства связи 101, и в контроллере 120 средства связи 101 имеется K векторов. $\lfloor \cdot \rfloor$ представляет

величину комплексного числа \cdot , а \cdot^* -

транспозиция вектора или матрицы \cdot в

случае перестановки строк и столбцов.

Согласно этой методике переключаются весовые коэффициенты w_k каждого вектора

в кодовом словаре индексов c оценки весового коэффициента и усиления для каждой антенны c и произведение складывается для получения временного измерения t амплитуды для конкретных весовых коэффициентов. Это является оценкой амплитуды сигнала, который был бы принят, если бы на передатчике были

применены данные весовые коэффициенты. Вектор, связанный с наибольшим t (максимальной оценочной амплитудой на приемнике), выбирается как оптимальный весовой коэффициент для тракта радиопередачи средства связи 102. Затем индексы, связанные с оптимальными весовыми коэффициентами, посылаются в обратном направлении на средство связи 102, как показано в блоке 608.

С помощью моделирования было установлено, что решение с использованием кодового словаря требует меньших непроизводительных затрат по сравнению со способностью на каждой линии связи, чем извлечения сопряженных комплексных принятых усиления и фазы, если используются соответствующие нормирования и распределение возможных векторов. Кроме того, элементы кодового словаря можно выбрать с учетом обеспечения следующих преимуществ. При выборе весовых коэффициентов таким образом, чтобы сигналы излучались более, чем с одной антенны, тракт радиопередачи одной антенны не должен пропускать всю мощность. За счет этого ограничиваются требования к пиковой мощности отдельных усилителей передающих схем на каждом тракте, обеспечивая выигрыш в стоимости и габаритах по сравнению с системами, выполняющей с возможностью пропускать всю мощность через один из трактов радиопередачи.

Кроме того, таблица преобразования или кодовый словарь может использоваться для обеспечения кодирования с защитой от ошибок, в частности, контрольных сумм или данных контроля циклическими избыточными кодами. Кодирование с защитой от ошибок может сохраняться с исходной информацией и передаваться, не требуя вычисления кодирования с защитой от ошибок. Это упрощает кодирование с защитой от ошибок в передаче.

Другое преимущество использования таблицы преобразования заключается в том, что возможные векторы весовых коэффициентов, оцененных на время каждого кадра, могут быть близкими к вектору весового коэффициента для самого последнего кадра. Это упрощает поиск в рабочей среде перехода, в которой небольшая скорость движения обеспечивает заданное изменение вектора оптимального весового коэффициента и, поэтому предыдущие весовые коэффициенты могут оставаться вполне приемлемыми. Но контроллер может также анализировать все весовые коэффициенты в кодовом словаре в том случае, если весовые коэффициенты, близкие к ранее выбранным весовым коэффициентам, не удовлетворительны.

При использовании кодового словаря средства связи 101 и 102 должны иметь одинаковые значения. Этого можно достичь за счет выбора кодового словаря из одного средства связи в другое. Альтернативно, можно предусмотреть другой способ, чтобы проверить, что значения номеров векторов одинаковы в обоих средствах связи.

Из фиг. 6 видно, что средство связи 102 передает на средство связи 101 информационный пакет и опорные сигналы. Опорные сигналы посылаются отдельно один

за другим с каждой антенны. Между временем, когда информация обрабатывается в средстве связи 101 для вычисления коэффициентов, и временем, когда определенный в средстве связи 101 вектор весового коэффициента используется в средстве связи 102, существует задержка. Затем средство связи 102 передает информационный пакет, используя весовые коэффициенты, принятые от средства связи 101.

Каждый раз при передаче информационного пакета с антенн 106, 110 и 112 передаются опорные сигналы и в средстве связи 101 включаются новые весовые коэффициенты для следующего пакета. Чтобы минимизировать эффекты задержки в системе обратной связи, опорные сигналы можно передавать не одновременно с информационными пакетами, чтобы они были ближе к информационному пакету, посланному средством связи 102 с использованием коэффициентов. Альтернативно, опорные сигналы можно поместить в информационном пакете. Помещение любой из методов минимизации или исключения задержки помогает избежать проблем со связью, вызванных изменениями в качестве, имевшими место после передачи опорных сигналов.

Таким образом, подразумевается, что контроллер 120 может интерпретировать весовые коэффициенты из весовых коэффициентов, сформированных из опорных сигналов, переданных с двумя пакетами информации. За счет формирования коэффициентов из двух последовательных, удаленных друг от друга опорных сигналов можно учесть изменения характеристик трактов радиопередачи при определении оптимальной диаграммы направленности для сигнала.

В режиме передачи в цифровой основной системе телефонной связи 700 (фиг. 7) задействованы первое средство связи 702 и второе средство связи 704. Средство связи 702 содержит антенную решетку 706, а средство связи 704 содержит антенную решетку 708. Антенная решетка 706 включает в себя несколько элементов, называемых траекториями, сигналов обозначенными буквой Р. Средства связи 702 и 704 могут быть реализованы в виде радиостанций двусторонней связи, радиотелефона и базовой станции или т.п.

Средство связи 702 включает в себя контроллер 714, который выдает речевые сигналы и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора весовых коэффициентов W_1 , W_2 и W_3 на тракте радиопередачи. Речевые и информационные сигналы поступают на вход схемы 716 кодирования и модуляции. Сигналы

управления весовыми коэффициентами поступают на вход схемы 718 усиления и фазового сдвига, которая передает сигналы усиления: амплитудой и фазой, от контроллера 714 на усилители 720-722 с регулируемым усилением и схемы 724-726 фазового сдвига. Сигналы радиопередачи поступают на вход схем 724-726 фазового сдвига через схему 723 кодирования и формирования опорных сигналов.

Схема 723 кодирования и формирования опорных сигналов кодирует данные и речь для передачи и подает опорные сигналы на

схемы 724-726 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 728-730. При этом схема 723 кодирования и формирования опорных сигналов формирует соответствующие групповые сигналы, по одному для каждой антенны, и соответствующий фазовый сдвиг выполняется на каждой из схем 724-726 фазового сдвига.

Схемы 724-726 фазового сдвига принимают цифровые умножители, так что комплексные значения из кодового словаря могут умножаться на выходе схемы кодирования и формирования опорных сигналов, чтобы образовывать фазовый сдвиг. Сигналы со сдвигом по фазе преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 732 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышают в повышающем преобразователе 734-736, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 720-722 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей 720-722 с регулируемым усилением выбирается в соответствии с заданными коэффициентами для каждой антенны. Таким образом, схема выходной обработки сигналов на тракте радиопередачи содержит схемы 724-726 фазового сдвига и усилители 720-722 с регулируемым усилением. Несмотря на то, что в данном примере показано три схемы фазового сдвига, на практике необходимо реализовать только две схемы, так как абсолютная фаза не имеет значения, а требуются только относительные фазы трех схем весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи.

Тракт радиоприема в средстве связи 702 включает в себя понижающие преобразователи 740-742 для понижения частоты сигналов, принятых соответственно с антенн 728-730. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 744 аналого-цифрового преобразователя 744, которая выдает на выход соответствующие цифровые сигналы каждого из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 750 принимают эти цифровые сигналы демодулируются.

Средство связи 704 включает контроллер 752, который управляет приемом и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора коэффициентов W_1 , W_2 и W_3 на тракте радиоприема. Решения и информационные сигналы поступают на вход схемы 754 кодирования и модуляции. Сигналы управления весовыми коэффициентами поступают на вход схемы 766 усиления и фазового сдвига, которая подает сигналы управления амплитудой и фазой от контроллера 752 на усилители 758-760 с регулируемым усилением и схемы 762-764 фазового сдвига. Сигналы радиоприема поступают на вход схем 762-764 фазового сдвига через схему 766 кодирования и формирования опорных сигналов. Схема 756 декодирования и формирования опорных сигналов кодирует данные и реш. для радиопередачи и подает опорные сигналы на схемы 762-764 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 768-770. Формируются соответствующие групповые сигналы по одному для каждой антенны, и соответствующий фазовый сдвиг применяется на каждой из схем 762-764 фазового сдвига. Сигналы со сдвигом по фазе

преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 772 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышают в повышающих преобразователях 774-776, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 758-760 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей с регулируемым усилением выбирается в соответствии с весовыми коэффициентами для каждой антенны.

Тракт радиоприема средства связи 704 включает понижающие преобразователи 760-762 для понижения частоты сигналов, принятых соответственно с антенн 768-770. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 764 аналого-цифрового преобразователя, которая выдает на выходе соответствующие цифровые сигналы для каждого из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 750 принимают эти цифровые сигналы демодулируются.

Как показано на чертежах, средства связи 702 и 704 идентичны в том, что тракт радиопередачи может быть реализован от средства связи 702 к средству связи 704 или наоборот. Но средства связи 702 и 704 могут быть выполнены разными, например, средство связи 702 может быть базовой станцией, а средство связи 704 - радиотелефоном. При этом следует понимать, что на базовой станции тракт радиопередачи будет также включать в себя мультиплексор для объединения сигналов для множества одновременных абонентов. Тракт радиоприема базовой станции будет также включать в себя демultipлексор для разделения сигналов от разных одновременных абонентов.

В дальнейшем будет описано вычисление оптимальных весовых коэффициентов для тракта радиопередачи при передаче от средства связи 702 на средство связи 704, хотя это описание в равной степени применимо для передачи от средства связи 704 на средство связи 702. Несмотря на то, что средства связи 702 и 704 имеют три антенны, это описание в равной мере применимо к системам, имеющей другую количество антенн, и, следовательно, относится к общим к системам, имеющей число

1 антенн на тракте радиопередачи передающего средства связи и число антенн на тракте радиоприема принимающего средства связи. При осуществлении связи от средства связи 702 на средство связи 704 $1 \leq N \leq 3$.

Оценочные усиление и фаза сигнала, принятого на i -й антенне принимающей от j -й антенны передатчика, представленные (в комплексном представлении) в виде q_{ij} , а набор для всех комбинаций - матрицей C (формацией N строк и L столбцов). При этом оценочные усиление и фаза на антеннах 768-780, которые будут получены при векторе n весового коэффициента, составит e_n .

Этот вектор весового коэффициента выбирается из кодового словаря следующим образом:

$$v = \frac{C_n}{\|C_n\|}$$

$$t = \sqrt{v_n}$$

$$\text{индекс} = 0$$

$$\text{сдвигать } k = 1 \text{ в } K-1$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{C} \mathbf{m}_0$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{m}_0 \mathbf{v}$$
 если $p > 1$ тогда

$$\mathbf{v} = \mathbf{m}_0 \mathbf{v}$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{m}_0 \mathbf{v}$$
 закончить операцию "если"
 закончить вычисления
 Контроллер 752 средства связи 704 использует эту методику для вычисления векторов \mathbf{v} посредством умножения матрицы \mathbf{C} на вектор \mathbf{m}_0 весового коэффициента, который является первым вектором весового коэффициента в текущем наборе. Исходное значение \mathbf{v} вычисляется из вектора \mathbf{v} , полученного из \mathbf{m}_0 , значения \mathbf{v} представляет оценку амплитуды сигнала, который был бы получен на приемнике при векторе \mathbf{m}_0 весового коэффициента. На передатчике и при объединении сигналов на приемнике по максимальному отношению. Объединение по максимальному отношению является хорошо известным способом объединения сигналов от множества антенн. Векторы \mathbf{v} получают из \mathbf{C} и каждого вектора \mathbf{m}_0 весовых коэффициентов. Оценочная величина \mathbf{v} для каждого весового коэффициента из текущего набора вычисляется путем умножения \mathbf{v} на единичный трансформанту \mathbf{v} для данного вектора весового коэффициента. Индекс \mathbf{v} связанный с наибольшим значением \mathbf{v} измеренным таким образом в контроллере 752, показывается обратно на передающее средство связи 702. Контроллер 714 задает усилителя 720-722 с регулируемым усилением и схематическим фазовым сдвигом весовые коэффициенты, соответствующие переданному номеру канала. Таким образом, контроллер 752 оценивает рабочие характеристики на выходе процессора 750 приемника. Выходной сигнал процессора 750 приемника извлекается из совокупного выходного сигнала антенн 765-770 антенной решетки 708. Эта оценка также базируется на весовых коэффициентах на тракте радиоприема, определенных контроллером 752. Как уже отмечалось выше, на приемнике используются объединения по максимальному отношению. Его можно заменить другим способом оптимизации, в частности, оптимальным объединением, если желательно снизить влияние помех. Способ оптимального объединения также известен. Было бы желательно максимизировать амплитуду или мощность приема относительно на контроллере 752 может обеспечивать максимальное отношение полезного сигнала к помехам плюс шуму. В дальнейшем будут описаны возможные варианты реализации изобретения, в которых приемное средство связи содержит контроллер 820. При этом описание приводится для приемного средства связи, включающего в себя одну антенну, и передающего средства связи, имеющего несколько антенн, как показано на фиг. 1 и 2.

В этих вариантах опорный сигнал используется для определения весовых коэффициентов и вычисления устанавливаемых параметров для корректора 820 на тракте радиоприема. Использование передачи опорного сигнала на приемное средство связи для настройки корректора 820 известно в традиционных системах опорный сигнал выбирается таким образом, чтобы упростить установку коэффициентов. Но заторы обусловлены, что если передающее средство имеет антенную решетку, а приемное средство имеет корректор, то передаваемый опорный сигнал можно выбирать с учетом уменьшения затрат на передачу опорных сигналов, сохраняя при этом большие коэффициенты усиления на антенной решетке. Система изобретения необходимо передавать несколько опорных сигналов, по одному для каждой антенны решетки. Если средством связи 101 является базовая станция, а средством связи 102 радиотелефон, то целесообразно использовать сигнал, обеспечивающий минимальные затраты при передаче на выбор весовых коэффициентов на тракте радиопередачи средства связи 102, не заботясь о требованиях к ресурсам в средстве связи 101 являющимся базовой станцией. Средство связи 101, являющееся базовой станцией, имеет достаточно функциональные возможности для выполнения сложных вычислений при выборе значений для корректора 820, тогда как энергетические затраты в средстве связи 102 целесообразно свести к минимуму, чтобы продлить срок службы батареи. Если же средство связи 101 является подвижным а средство связи 102 базовой станцией, желательно минимизировать потребности средства связи 101. Потребности радиопередачи не имеют такого критического значения для базовой станции, поскольку она может передавать сигнал, не заботясь о сроке службы батареи. Гораздо важнее расход ресурсов подвижного средства связи на вычисления значений для корректора 820 на тракте радиоприема. Следовательно, если средством связи 101 является подвижным, желательно, чтобы опорный сигнал позволял упростить выполнение устанавливаемых параметров для корректора. Таким образом, следует помнить, что можно использовать разные сигналы в качестве опорного сигнала, в зависимости от того какое из средств связи 101 или 102 является подвижным в системах связи, в частности в радиотелефонных сетях. Если средством связи 101 является радиотелефон, для упрощения вычисления устанавливаемых параметров корректора опорный сигнал является частью модулированных данных, например, как в системе стандарта GSM. Такие опорные сигналы показаны на фиг. 12, где они достаточно разнесены во времени, чтобы учесть задержку многолучевого распространения. Начало и конец опорных сигналов характеризуется пелами, позволяющим точно измерять изменение мощности. Чтобы минимизировать затраты опорные сигналы используются для синхронизации,

настройки корректора и выбора векторов весовых коэффициентов. Кроме того, для дополнительного снижения затрат используются опорные сигналы, отключающиеся от сигнала, обычно применяемых в системах TDMA (например, в системах стандартов TATRA и GSM). Для выбора вектора весового коэффициента с помощью настройки корректора принимается решение с использованием кодового словаря.

Схема 800 контроллера, выполняющая схему 802 настройки корректора, представлена на фиг. 8. Этот контроллер можно использовать в средстве связи 702 или 704, или в том и другом, и он используется в том случае, когда одно или оба средства связи имеют корректор. Схема 800 контроллера включает схему 804 процессора опорных сигналов, которая обрабатывает принятые сигналы для вычисления весового коэффициента для антенн на другом средстве связи, имеющем антенную решетку. Схема 805 выбора вектора весового коэффициента использует указатель весовых коэффициентов, хранящийся в кодовом словаре 806, например, в форме таблицы 1 или таблицы 2. Выбранный вектор весового коэффициента подается на вход схемы 802 настройки корректора и схемы 812 двоичного формата и кодирования. Схема двоичного формата и кодирования выдает информацию для радиопередачи на другое средство связи.

Передающее средство связи посылает информационные и опорные сигналы, как показано на фиг. 5. Опорные сигналы посылаются независимо с каждой антенны. Для минимизации эффекта задержки в системах обратной связи опорные сигналы предпочтительно передают на сопрягающихся с информационными пакетами. Кроме того, если приемное средство связи имеет корректор, и весовые коэффициенты корректора и на приеме радиопередачи для антенной решетки устанавливаются на основании одного и того же опорного сигнала, то сигнал для каждой антенны предпочтительно разделяется во времени вместо того, чтобы различаться по частоте или коду.

Сначала описан способ, при котором вектор весового коэффициента определяется независимо от установки корректора, а затем из вектора весового коэффициента определяют устанавливаемые параметры для корректора приемника. Этот способ применяется, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что может иметь место, если средство связи 101 является базовой станцией. При этом используются значения, предварительно заданные в средстве связи. Матрица X записывается в средстве связи во время его изготовления, подключения или при изготовления и новой системе. Матрицу вычисляют следующим образом:

$$x = \sum_{i=1}^N x_i y_i^* - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i y_i^*$$

$$\text{где } x = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & x_{M2} & \dots & x_{MN} \end{pmatrix}, \quad \text{и } y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} \text{ - вектор столбца известных}$$

опорного сигнала, а y_i^* - эрмитова трансформанта от y_i .

Схема 804 процессора опорных сигналов (фиг. 8) вычисляет и запоминает корреляционную матрицу R для опорных сигналов

$$R = \sum_{i=1}^N y_i y_i^*$$

где y_i - опорный сигнал, принятый от i -й

антенны, а y_i^* - эрмитова трансформанта опорного сигнала, принятого от i -й антенны.

Затем схема 805 выбора вектора весового коэффициента производит вычисления для каждого индекса в кодовом словаре 806, чтобы получить максимальный сигнал

$$p = \frac{M^* \cdot R \cdot M}{M^* \cdot M}$$

где M - $M \times 1$ - вектор весового коэффициента, M^* - эрмитова

трансформанта вектора весового коэффициента. Таким образом выбирается индекс весовых коэффициентов, дающих наибольшее значение p . Затем индекс выбранного вектора весового коэффициента передается на телефонный аппарат через схему 812 двоичного формата и кодирования.

После этого вычисляются коэффициенты из выбранного вектора весового коэффициента. Например, в корректоре с обратной последовательностью по максимальному правдоподобию (MLSE) коэффициенты корректора формируются из параметров, полученных в схеме 802 настройки корректора, следующим образом. Сначала вычисляется вектор V_i , который является оценкой сигнала, который был бы принят, если бы опорный сигнал был послан одновременно со всех антенн с выбранными весовыми коэффициентами.

$$V_i = \sum_{j=1}^N s_j \cdot h_{ij}$$

где V_i является i -м элементом выбранного вектора весового коэффициента. Оценка h_{ij} канала, из которой получают устанавливаемые параметры, вычисляется следующим образом:

$$h_{ij} = \frac{y_i \cdot x_{ij}^*}{x_{ii}^* \cdot x_{ii}}$$

где y_i - модулирующий импульсный сигнал фильтра (не показанного на чертежах) в передающем средстве связи, а x_{ij} означает сигнал.

Этот вектор h используется для

синхронизации сигнала во времени, после чего устанавливаемые параметры корректора определяются с помощью огибающей сигнала, известного приемнику. Процесс упрощается за счет предварительного вычисления как можно большего количества значений.

Устанавливаемые параметры корректора для информационного пакета определяют одностороннее с выбором вектора весового коэффициента для данного информационного пакета. В некоторых обстоятельствах на трассе обратной связи может иметь место существенная задержка, которая влияет как на точность выбора вектора весового коэффициента, так и на настройку корректора.

В альтернативном варианте устанавливаемые параметры корректора для одного пакета определяются из опорных сигналов, которые используются для получения векторов весовых коэффициентов для следующего информационного пакета. При этом уменьшается задержка в установлении параметров корректора, и применение данного варианта возможно, если выбор весового коэффициента и устанавливаемых параметров корректора производится независимо.

Опорные сигналы, которые минимизируют затраты, являются частью модулированных данных, обладающих такими свойствами, что показанная выше обратная (у T_u) хорошо обусловлена. Как видно из фиг.12, опорные сигналы будут достаточно разделены во времени, чтобы учесть задержку многолучевого распространения. Начало и конец опорных сигналов характеризуется периодом пилообразного изменения, чтобы исключить мгновенное изменение мощности, так же как в пакетах в современных TDMA системах.

Согласно другому варианту осуществления изобретения вектор весовых коэффициентов определяется вместе с устанавливаемыми параметрами корректора. Этот способ также применим в тех случаях, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что возможно, когда среднее время 101 является базовой станцией. Этот подход целесообразен, если длина корректора не позволяет ему затратить все многолучевое распространение. При таком решении используется архитектура схемы 800, контроллер, показанная на фиг. 8. Схема 800 контроллера может также использоваться с корректором MLSE. Схема 802 выбора вектора весового коэффициента и настройки корректора использует следующие величины:

$$X = (Y^H)^{-1} Y^H$$

$$\text{где } X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix}, \quad n = \text{вектор столбца неизвестного}$$

опорного сигнала. Эти значения вычисляются предварительно и записываются в контроллере 752, как было описано выше. Другой известной импульсной последовательностью является x , которую определяют так, что когда x фильтруется модулирующим фильтром (не показанный на чертеже) фильтр на тракте радиопередачи средства связи 702, имеющий импульсный отклик h (например, фильтр с косинусным повышением), результирующий сигналом будет y . Перед тем, как использовать значения из кодового слова 803, вычисляются и сохраняются следующие величины:

$$a_1 = \sum_{k=1}^N x_k^2 \text{ где}$$

$$Y = \sum_{k=1}^N y_k^2 \text{ где}$$

$$\text{где } Y_1 = \text{открытый сигнал принятый от}$$

i -й антенны,
 $\text{индекс} = 1$, мин_ошибка = 1000000
 r_1 - порог равен числу между 0,0 и 1,0,
 например, 0,7

где c_1 - вектор коэффициентов, представляющих компоненты объединенных откликов фильтра и канала от i -й передающей антенны, m - модулирующий импульсный

отклик фильтра на тракте радиопередачи (не показанный на чертежах) a ϕ означает свертку. Исходное значение минимальной ошибки выбирается большим. Значение r_1 порога выбирается таким образом, чтобы ограничить количество необходимых вычислений. Следовательно,

рассматриваются только те весовые коэффициенты, которые имеют максимальные измерения мощности. Значение 0,7 соответствует только версиям рассмотренным 30%. Авторы изобретения обнаружили, что ошибки случаются реже всего в случае сигнала высокого уровня, хотя не обязательно в случае сигнала низкого уровня. Можно рассмотреть и больший или меньший процент возможных весовых коэффициентов.

Затем производится вычисление по кодному слову для i возможных векторов весовых коэффициентов:

$$\text{сделать } j = 1 \text{ в } j$$

$$p = \frac{1}{n} \cdot X \cdot n, \quad \text{где } n = \text{вектор}$$

возможного весового коэффициента, если $p > r_1$ "порог вычислить "ошибку" если ошибка < мин_ошибка, тогда мин_ошибка = ошибка индекс = j

заменить операцию "если" записать операцию "если" записать значение j и индекс

Схема 802 настройки корректора сначала измеряет мощность и определяет, превышает ли эта мощность данный порог. Для превышающих порог измерений мощности вычисляются ошибки с использованием параметров корректора, вычисленных для вектора весового коэффициента. Для корректора MLSE "ошибку" вычисляют при каждой итерации следующим образом:

$$a = \sum_{k=1}^N y_k^2$$

$$\text{"ошибка"} = \frac{|y^H \phi - x|}{|x|}$$

где x - вектор с компонентами

$$x = \frac{1}{n} \cdot X \cdot n, \quad |x| \text{ представляет норму}$$

вектора, n - возможные устанавливаемые параметры корректора, которые изменены на a в процессе синхронизации сигнала по времени, который уже был описан выше и известен специалистам в данной области, и Y^H сопряженное комплексное число для Y . При этом способе максимальный уровень обеспечивается путем определения значений n и Y^H , которые минимизируют ошибки, а

отлично от определения весовых коэффициентов, которые обеспечивают

максимальную мощность принятого сигнала. Понятия "ошибка" является частотенной оценкой сигнала на выходе корректора.

Затем индекс выбранного вектора весового координатного обрабатывается для передачи на телефонный аппарат схемой 512 двоичного формата и кодирования. Устанавливаемые параметры корректора используются для задания коэффициентов в корректоре 820.

на фиг.10 проиллюстрированы рабочие характеристики системы, изображенной на фиг.8, с четырьмя передающими антеннами в отличие от системы без решетки, работающей в режиме GSM, который имеет канал с задержкой распространения на 2 символа и рассчитана на скорости движения пешехода. На графике показан коэффициент битовой ошибки (BER) в зависимости от отношения энергии на бит к спектральной мощности шума (Eb/N0) в децибелах. Кривая 1000 характеризует работу без кодирования для защиты от ошибок и без решетки и дана для сравнения с кривой 1002, характеризующей соответствующую работу без кодирования с использованием решетки. При этом достигается снижение порядка 7 дБ, что позволяет существенно увеличить время разговора или пропускную способность в системе подвижной радиосвязи. Кривая 1001 характеризует работу с кодированием и защитой от ошибок без использования решетки и дана для сравнения с кривой 1003, характеризующей работу с кодированием и антенной решеткой. Здесь также достигается усиление порядка 7 дБ. Экономия затрат при использовании как споровых сигналов, так и специализированных весовых коэффициентов составляет более 20% по сравнению со схемами с традиционными опорными сигналами и квантованием векторов весовых коэффициентов, в отличие от использования кодового словаря.

на фиг. 11 проиллюстрирована работоспособность способа работы контроллера, изображенного на фиг. 9, в сравнении с работоспособностью контроллера, изображенного на фиг. 6 для конкретного случая, когда индивидуализированно отделить оценивать устанавливаемые параметры решетки и корректора. Кривая 1005 характеризует работу без кодирования с защитой от ошибок для способа по фиг. 8 и дана для сравнения с кривой 1006, характеризующей работу без кодирования для способа по фиг. 9. Кривая 1007 характеризует работу с кодированием для защиты от ошибок для способа по фиг. 8 и дана для сравнения с кривой 1008, характеризующей кодируемую работу для способа по фиг. 9. В данном случае схема, изображенная на фиг. 9, обеспечивает выигрыш в характеристиках сигнала.

Таким образом, можно понять, что весовые коэффициенты на трактах радиопередачи для антенной решетки можно корректировать с целью улучшения усиления на тракте радиопередачи. Весовые коэффициенты на тракте радиопередачи можно задавать независимо от принятого средства связи может выбирать весовые коэффициенты на основании опорного сигнала, принятого от эмиттирующего средства связи. Для облегчения процесса выбора весовых коэффициентов можно использовать

кодированный словарь. Если приемное средство связи включает в себя корректор, из того же опорного сигнала можно вычислить устанавливаемые параметры корректора и весовые коэффициенты обеспечить тем самым минимизацию затрат при радиопередаче.

Формула изобретения:

1. Способ функционирования устройства связи для задания по меньшей мере одного весового коэффициента на трактах радиопередачи, связанных с антеннами антенной решетки, заключающийся в том, что передается опорный сигнал через каждую антенну в антенной решетке, заданной весовой коэффициент на по меньшей мере одном из трактов радиопередачи, связанных с антеннами, на основании весовой информации, отличающейся тем, что весовую информацию для каждой антенны принимают.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя фазовую информацию.

3. Способ по п.1 или 2, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя амплитудную информацию.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя индекс индекса, соответствующий весовым коэффициентам для трактов радиопередачи.

5. Способ возбуждения тракта радиопередачи первого устройства связи, причем тракт радиопередачи проходит между передатчиком и антенной решеткой первого устройства связи и антенная решетка включает в себя множество антенн, заключающийся в том, что передается опорный сигнал на второе устройство связи через антенны антенной решетки, вычисляются во втором устройстве связи по меньшей мере один весовой коэффициент для тракта радиопередачи, отличающийся тем, что передают весовую информацию в соответствии с упомянутым по меньшей мере одним вычисленным весовым коэффициентом от второго устройства связи на первое устройство связи, и передают по меньшей мере один весовой коэффициент в первом устройстве связи в соответствии с весовой информацией, принятой от второго устройства связи.

6. Способ по п.5, отличающийся тем, что на этапе вычисления вычисляют во втором устройстве связи сопряженное комплексное число изменения амплитуды и фазы во время передачи опорного сигнала на второе устройство связи.

7. Способ по п.6, отличающийся тем, что на этапе вычисления выбирают по меньшей мере один весовой коэффициент из группы заданных весовых коэффициентов, наиболее близкий к сопряженному комплексному числу.

8. Способ по п.7, отличающийся тем, что на этапе передачи передают индекс, соответствующий по меньшей мере одному весовому коэффициенту.

9. Способ по п.8, отличающийся тем, что на этапе измерения получают оценки измерения сигнала для весовых коэффициентов группы заданных весовых коэффициентов и выбирают по меньшей мере

один весовой коэффициент из оценок измеренной сигнала.

10. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают отдельно через каждую антенну.

11. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают через каждую антенну антенной решеткой и различают опорные сигналы для каждой антенны.

12. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны отличаются по частоте.

13. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны различают по времени, при этом опорные сигналы подают на вход соответствующей антенны в разное время.

14. Способ по п.5, отличающийся тем, что группу заданных весовых коэффициентов передают с помощью устройства связи на стороне устройства связи.

15. Способ по п.14, отличающийся тем, что определяют передающие весовые коэффициенты и на этапе вычисления выбирают из подгруппы весовых коэффициентов, в группе заданных весовых коэффициентов, подгруппу весовых коэффициентов, определенных на весовых коэффициентов при повышающем взвешивании.

16. Способ по п.14, отличающийся тем, что индексы в заданном списке включают запомненную кодировку о защите от ошибок и на этапе передачи передают индекс, закодированный о защите от ошибок.

17. Устройство связи, содержащее приемник, принимающий опорный сигнал, переданный через каждую из нескольких антенн в передающем устройстве связи, отличающееся тем, что в него введены схема для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента для тракта радиопередачи передающего устройства связи из опорного сигнала, принятого с каждой антенны, и передатчик для передачи

указанного по меньшей мере одного весового коэффициента на передающее устройство связи.

18. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что приемник содержит память, в которой хранится кодовый словарь, содержащий весовые коэффициенты для тракта радиопередачи передающего устройства связи.

19. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что весовые коэффициенты кодового словаря связаны с индексами кодового словаря, а индексы кодового словаря включают кодировку о направлении ошибок.

20. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что в памяти хранятся весовые коэффициенты предыдущего выбора и схемы для вычисления используют кодовый словарь и передающие весовые коэффициенты для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента.

21. Устройство связи по п.18 или 19, отличающееся тем, что весовые коэффициенты выбирают с учетом ограничения максимальной мощности на тракте радиопередачи.

22. Устройство связи по п.19, отличающееся тем, что кодовый словарь проверен на соответствие кодовому словарю в передающем устройстве связи.

23. Устройство связи по п.22, отличающееся тем, что кодовый словарь проверен посредством передачи кодового словаря из одного устройства связи и передающего устройства связи на другое передающее устройство связи и устройство связи.

24. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что схемы для вычисления вычисляют значение весового коэффициента и фазы из принятого опорного сигнала и из копии опорного сигнала в устройстве связи.

ТАБЛИЦА 1

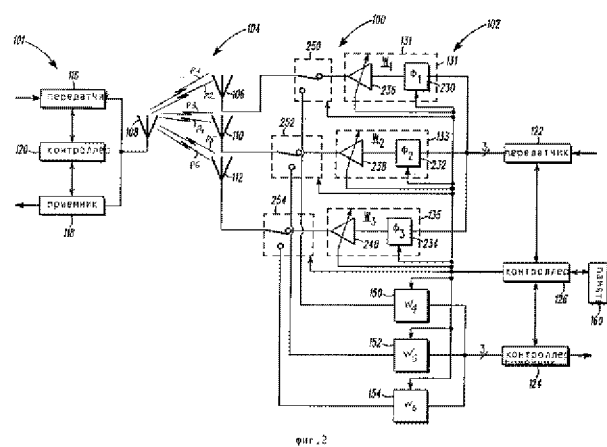
Номер зейтора	W ₁ (усиление, дБ)	W ₂ (усиление, дБ)	W ₃ (усиление, дБ)
0	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - \alpha_1(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + \alpha_1(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + \alpha_1(\gamma, 45^\circ)$

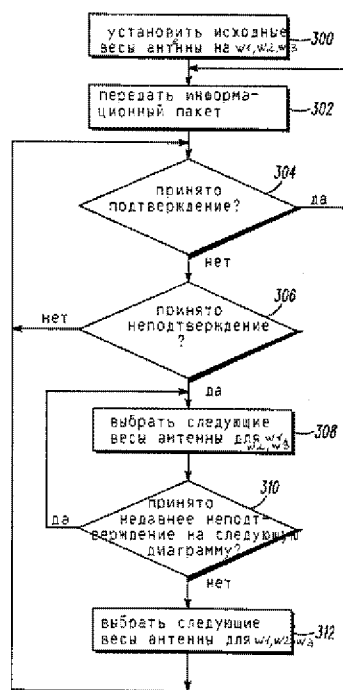
ТАБЛИЦА 2

номер вектора	α_i (условие, фаза)	α_i (условие, фаза)	α_i (условие, фаза)
0	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
-5	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
-6	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 3^\circ)$
16	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 180^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$
17	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, -90^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
18	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
19	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
20	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
21	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 180^\circ)$
22	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, -90^\circ)$
23	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
24	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$
25	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 180^\circ)$
26	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 90^\circ)$
27	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$\beta + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, -90^\circ)$
28	$1 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$
29	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$1 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$
30	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$0 + j\beta(0, 0^\circ)$	$1 + j\beta(0, 0^\circ)$

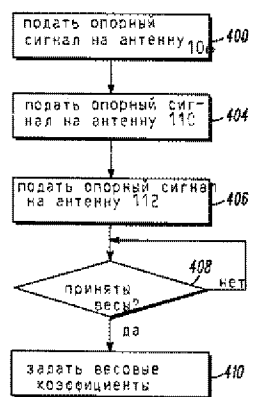
RU 2141168 C1

RU 2141168 C1

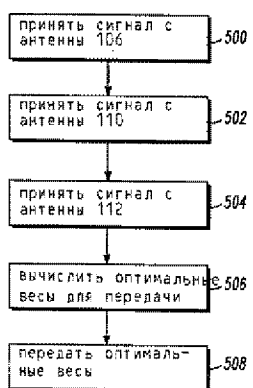




фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5

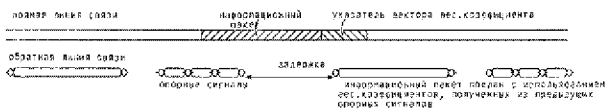


Fig. 6

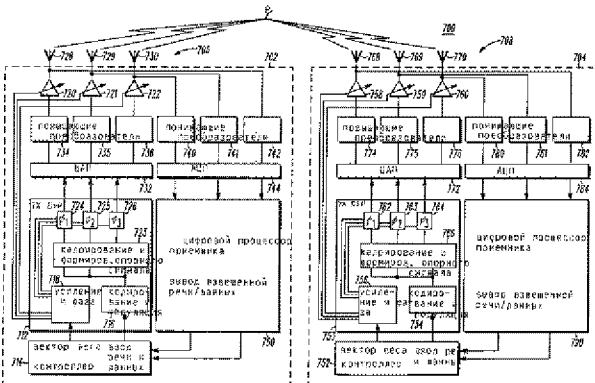
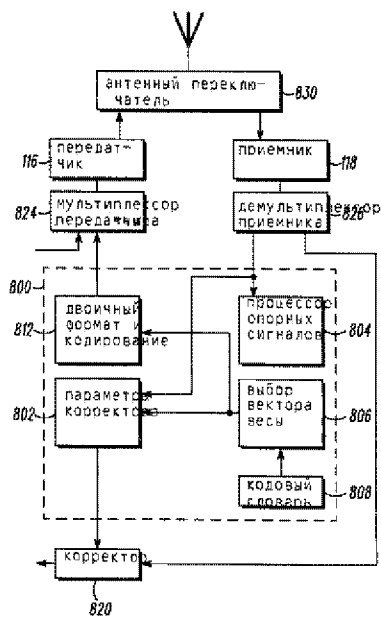


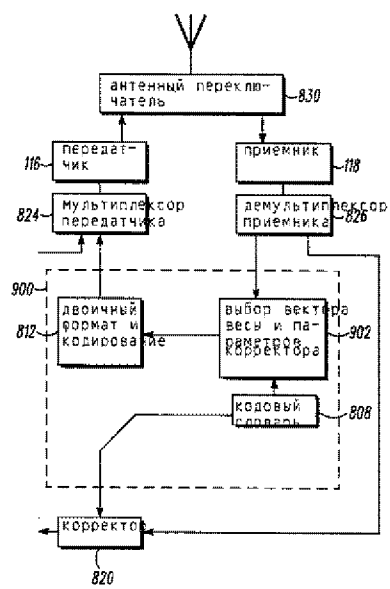
Fig. 7

RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1

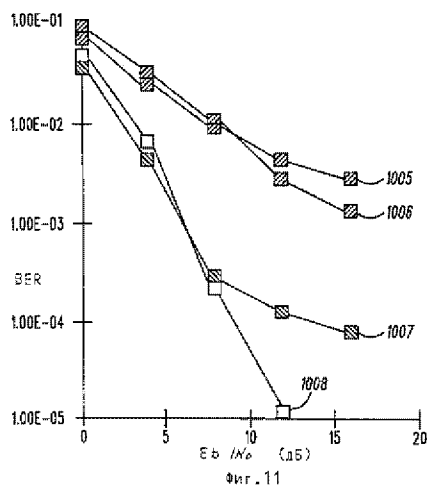
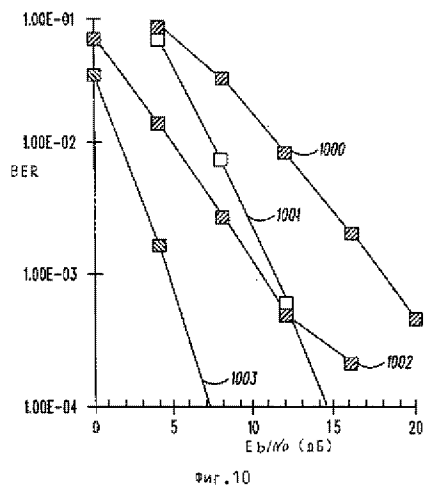


Фиг. 8



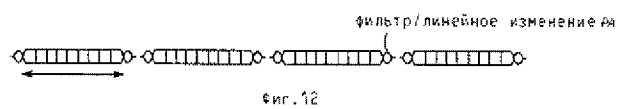
фиг. 9

RU 2141168 C1



RU 2141168 C1






RU 2141168 C1



Фиг. 12

RU 2141168 C1

DATA-RETRIEVAL PROCESSOR UNIT FOR EXTENDED- SPECTRUM MULTIPLE-STATION COMMUNICATION SYSTEM

Bibliographic data	Description	Claims	Mosaics	Original document	INPADOC legal status
Publication number:	RU2149509 (C1)				Also published as:
Publication date:	2000-05-20				 WO9610873 (A1)
Inventor(s):	ISTON KENNET D [US]; LEVIN DZHEFFRI A [US] +				 ZA9507858 (A)
Applicant(s):	QUALCOMM INC [US] +				 US2001046205 (A1)
Classification:					 US5867527 (A)
- international:	H04B1/69; H04B1/707; H04B7/26; H04J11/00; H04J13/02; H04L1/02; H04L27/30; H04Q7/20; H04B1/69; H04B1/707; H04B7/26; H04J11/00; H04J13/02; H04L1/02; H04L27/26; H04Q7/20; (IPC1-7): H04B7/26; H04L27/30				 US5710768 (A)
- European:	H04B1/707A1A; H04B1/707A9; H04B1/707F3; H04B7/26S; H04J11/00				more >>
Application number:	RU19960114977 19950927				
Priority number(s):	US19940316177 19940930; WO1995US12390 19950927				
View INPADOC patent family					
View list of citing documents					
Report a data error here					

Abstract of RU 2149509 (C1)

Translate this text

FIELD: cellular telephone communications. SUBSTANCE: integral data- retrieval processor unit incorporated in modem for extended-spectrum communication system serves to spool retrieved data received and uses time-sliced conversion processor handling serial shifts from buffer. Data- retrieval processor unit performs off-line step-by-step retrieval configured by set of retrieval parameters determined by microprocessor which may include group of antennas to be retrieved, initial shift and width of page window to be found, as well as number of Walsh symbols for acquiring results of each shift. Data-retrieval processor unit computes correlation energy at each shift and submits summary report on most optimal paths detected during retrieval meant for reusing demodulating item. This measure reduces load related to retrieval process on microprocessor and also modem losses due to the fact that entire modem circuit of channel component can be formed on single integrated circuit. EFFECT: reduced time of data retrieval



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification⁶ :

H04B 7/26

A1

(11) International Publication Number:

WO 96/10873

(43) International Publication Date:

11 April 1996 (11.04.96)

(21) International Application Number: PCT/US95/12390

(22) International Filing Date: 27 September 1995 (27.09.95)

(30) Priority Data:

316,177

30 September 1994 (30.09.94) US

(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US]; 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).

(72) Inventors: EASTON, Kenneth, D.; 7379 Calle Cristobal #217, San Diego, CA 92126 (US). LEVIN, Jeffrey, A.; 12549 Maestro Court, San Diego, CA 92130 (US).

(74) Agent: MILLER, Russell, B.; Qualcomm Incorporated, 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).

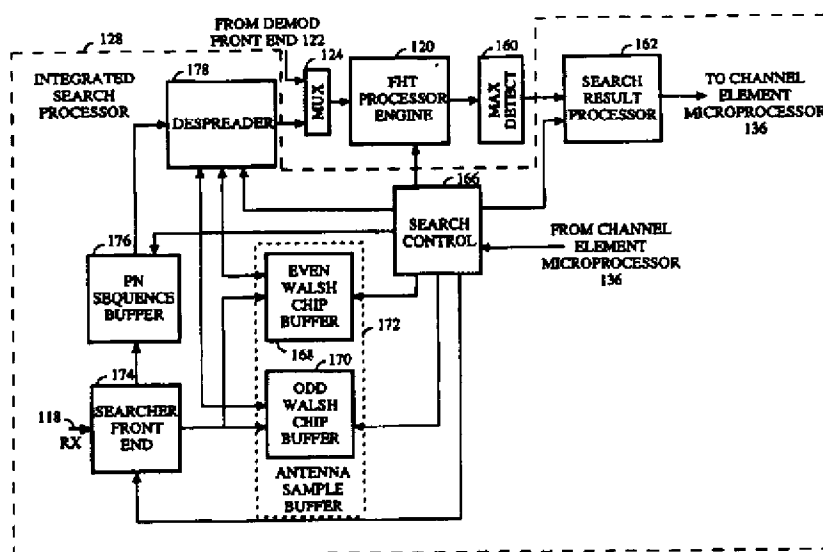
(81) Designated States: AM, AT, AU, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TT, UA, UG, UZ, VN, European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), ARIPO patent (KE, MW, SD, SZ, UG).

Published

With international search report.

Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.

(54) Title: MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR A SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract

An integrated search processor (128) used in a modem for a spread spectrum communications system buffers receive samples and utilizes a time sliced transform processor operating on successive offsets from the buffer. The search processor (128) autonomously steps through a search as configured by a microprocessor (136) specified search parameter set, which can include the group of antennas (112) to search over, the starting offset and width of the search window to search over, and the number of Walsh symbols to accumulate results at each offset. The search processor (128) calculates the correlation energy at each offset, and presents a summary report of the best paths found in the search to use for demodulation element reassignment. This reduces the searching process related workload of the microprocessor (136) and also reduces the modem costs by allowing a complete channel element modem (110) circuit to be produced in a single IC.

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AT	Austria	GB	United Kingdom	MR	Mauritania
AU	Australia	GE	Georgia	MW	Malawi
BB	Barbados	GN	Guinea	NE	Niger
BE	Belgium	GR	Greece	NL	Netherlands
BF	Burkina Faso	HU	Hungary	NO	Norway
BG	Bulgaria	IE	Ireland	NZ	New Zealand
BJ	Benin	IT	Italy	PL	Poland
BR	Brazil	JP	Japan	PT	Portugal
BY	Belarus	KE	Kenya	RO	Romania
CA	Canada	KG	Kyrgyzstan	RU	Russian Federation
CF	Central African Republic	KP	Democratic People's Republic of Korea	SD	Sudan
CG	Congo	KR	Republic of Korea	SE	Sweden
CH	Switzerland	KZ	Kazakhstan	SI	Slovenia
CI	Côte d'Ivoire	LI	Liechtenstein	SK	Slovakia
CM	Cameroon	LK	Sri Lanka	SN	Senegal
CN	China	LU	Luxembourg	TD	Chad
CS	Czechoslovakia	LV	Latvia	TG	Togo
CZ	Czech Republic	MC	Monaco	TJ	Tajikistan
DE	Germany	MD	Republic of Moldova	TT	Trinidad and Tobago
DK	Denmark	MG	Madagascar	UA	Ukraine
ES	Spain	ML	Mali	US	United States of America
FI	Finland	MN	Mongolia	UZ	Uzbekistan
FR	France			VN	Viet Nam
GA	Gabon				

MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR A SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM

5 BACKGROUND OF THE INVENTION

I. Field of the Invention

This invention relates generally to spread spectrum communication
10 systems and, more particularly, to the signal processing in a cellular telephone
communication system.

II. Description of the Related Art

15 In a wireless telephone communication system such as cellular
telephone systems, personal communications systems and wireless local loop
system, many users communicate over a wireless channel to connect to
wireline telephone systems. Communication over the wireless channel can
be one of a variety of multiple access techniques which facilitate a large
20 number of users in a limited frequency spectrum. These multiple access
techniques include time division multiple access (TDMA), frequency division
multiple access (FDMA), and code division multiple access (CDMA). The
CDMA technique has many advantages and an exemplary CDMA system is
described in U.S. Patent No. 4,901,307 issued February 13, 1990 to K. Gilhousen
25 et al., entitled "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS
COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL
REPEATERS," assigned to the assignee of the present invention and
incorporated herein by reference.

In the just mentioned patent, a multiple access technique is disclosed
30 where a large number of mobile telephone system users, each having a
transceiver, communicate through satellite repeaters or terrestrial base
stations using CDMA spread spectrum communication signals. In using
CDMA communications, the frequency spectrum can be reused multiple
times thus permitting an increase in system user capacity.

35 The CDMA modulation techniques disclosed in U.S. Patent
No. 4,901,307 offer many advantages over narrow band modulation
techniques used in communication systems using satellite or terrestrial
channels. The terrestrial channel poses special problems to any
communication system particularly with respect to multipath signals. The
40 use of CDMA techniques permits the special problems of the terrestrial

channel to be overcome by mitigating the adverse effect of multipath, e.g. fading, while also exploiting the advantages thereof.

The CDMA techniques as disclosed in U.S. Patent No. 4,901,307 contemplate the use of coherent modulation and demodulation for both
5 directions of the link in mobile-satellite communications. Accordingly, disclosed therein is the use of a pilot carrier signal as a coherent phase reference for the satellite-to-mobile unit link and the base station-to-mobile unit link. In the terrestrial cellular environment, however, the severity of multipath fading with the resulting phase disruption of the channel, as well
10 as the power required to transmit a pilot carrier signal from the mobile unit, precludes usage of coherent demodulation techniques for the mobile unit-to-base station link. U.S. Patent No. 5,103,459 entitled "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued June 25, 1990, assigned to the assignee of the
15 present invention, the disclosure of which is incorporated by this reference, provides a means for overcoming the adverse effects of multipath in the mobile unit-to-base station link by using noncoherent modulation and demodulation techniques.

In a CDMA cellular telephone system, the same frequency band can be
20 used for communication in all base stations. At the base station receiver, separable multipath, such as a line of site path and another one reflecting off of a building, can be diversity combined for enhanced modem performance. The CDMA waveform properties that provide processing gain are also used to discriminate between signals that occupy the same frequency band.
25 Furthermore the high speed pseudonoise (PN) modulation allows many different propagation paths of the same signal to be separated, provided the difference in path delays exceeds the PN chip duration. If a PN chip rate of approximately 1 MHz is employed in a CDMA system, the full spread spectrum processing gain, equal to the ratio of the spread bandwidth to the
30 system data rate, can be employed against paths having delays that differ by more than one microsecond. A one microsecond path delay differential corresponds to differential path distance of approximately 300 meters. The urban environment typically provides differential path delays in excess of one microsecond.

35 The multipath properties of the terrestrial channel produce at the receiver signals having traveled several distinct propagation paths. One characteristic of a multipath channel is the time spread introduced in a signal that is transmitted through the channel. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, the received signal

appears as a stream of pulses. Another characteristic of the multipath channel is that each path through the channel may cause a different attenuation factor. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, each pulse of the received stream of pulses generally has a different signal strength than other received pulses. Yet another characteristic of the multipath channel is that each path through the channel may cause a different phase on the signal. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, each pulse of the received stream of pulses generally has a different phase than other received pulses.

In the radio channel, the multipath is created by reflection of the signal from obstacles in the environment, such as buildings, trees, cars, and people. In general the radio channel is a time varying multipath channel due to the relative motion of the structures that create the multipath. For example, if an ideal impulse is transmitted over the time varying multipath channel, the received stream of pulses would change in time location, attenuation, and phase as a function of the time that the ideal impulse was transmitted.

The multipath characteristic of a channel can result in signal fading. Fading is the result of the phasing characteristics of the multipath channel. A fade occurs when multipath vectors are added destructively, yielding a received signal that is smaller than either individual vector. For example if a sine wave is transmitted through a multipath channel having two paths where the first path has an attenuation factor of X dB, a time delay of δ with a phase shift of Θ radians, and the second path has an attenuation factor of X dB, a time delay of δ with a phase shift of $\Theta + \pi$ radians, no signal would be received at the output of the channel.

In narrow band modulation systems such as the analog FM modulation employed by conventional radio telephone systems, the existence of multiple paths in the radio channel results in severe multipath fading. As noted above with a wideband CDMA, however, the different paths may be discriminated in the demodulation process. This discrimination not only greatly reduces the severity of multipath fading but provides an advantage to the CDMA system.

Diversity is one approach for mitigating the deleterious effects of fading. It is therefore desirable that some form of diversity be provided which permits a system to reduce fading. Three major types of diversity exist: time diversity, frequency diversity, and space/path diversity.

Time diversity can best be obtained by the use of repetition, time interleaving, and error correction and detection coding which introduce

redundancy. A system comprising the present invention may employ each of these techniques as a form of time diversity.

CDMA by its inherent wideband nature offers a form of frequency diversity by spreading the signal energy over a wide bandwidth. Therefore,
5 frequency selective fading affects only a small part of the CDMA signal bandwidth.

Space and path diversity are obtained by providing multiple signal paths through simultaneous links from a mobile unit through two or more base stations and by employing two or more spaced apart antenna elements at
10 a single base station. Furthermore, path diversity may be obtained by exploiting the multipath environment through spread spectrum processing by allowing a signal arriving with different propagation delays to be received and processed separately as discussed above. Examples of path diversity are illustrated in U.S. Patent No. 5,101,501 entitled "SOFT HANDOFF IN A
15 CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued March 21, 1992 and U.S. Patent No. 5,109,390 entitled "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued April 28, 1992, both assigned to the assignee of the present invention.

The deleterious effects of fading can be further controlled to a certain
20 extent in a CDMA system by controlling transmitter power. A system for base station and mobile unit power control is disclosed in U.S. Patent No. 5,056,109 entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", issued October 8, 1991, also assigned to the assignee of the present
25 invention.

The CDMA techniques as disclosed in the U.S. Patent No. 4,901,307 contemplate the use of relatively long PN sequences with each mobile unit user being assigned a different PN sequence. The cross-correlation between different PN sequences and the autocorrelation of a PN sequence, for all time
30 shifts other than zero, both have a nearly zero average value which allows the different user signals to be discriminated upon reception. (Autocorrelation and cross-correlation requires logical "0" take on a value of "1" and logical "1" take on a value of "-1" or a similar mapping in order that a zero average value be obtained.)

35 However, such PN signals are not orthogonal. Although the cross-correlation essentially averages to zero over the entire sequence length, for a short time interval, such as an information bit time, the cross-correlation is a random variable with a binomial distribution. As such, the signals interfere with each other in much the same as they would if they were wide bandwidth

Gaussian noise at the same power spectral density. Thus the other user signals, or mutual interference noise, ultimately limits the achievable capacity.

It is well known in the art that a set of n orthogonal binary sequences, each of length n , for n any power of 2 can be constructed, see Digital Communications with Space Applications, S.W. Golomb et al., Prentice-Hall, Inc., 1964, pp. 45-64. In fact, orthogonal binary sequence sets are also known for most lengths which are multiples of four and less than two hundred. One class of such sequences that is easy to generate is called the Walsh function, also known as Hadamard matrices.

A Walsh function of order n can be defined recursively as follows:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{vmatrix}$$

where W' denotes the logical complement of W , and $W(1) = \begin{vmatrix} 0 \end{vmatrix}$.

Thus,

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix},$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}, \text{ and}$$

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

A Walsh symbol, sequence or code is one of the rows of a Walsh function matrix. A Walsh function matrix of order n contains n sequences, each of length n Walsh chips. Each Walsh code has a corresponding Walsh index where the Walsh index refers to the number (1 through n) corresponding to the row in which a Walsh code is found. For example, for $n=8$ Walsh function matrix given above, the all zeros row corresponds to Walsh index 1 and the Walsh code 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1 corresponds to Walsh index 5.

A Walsh function matrix of order n (as well as other orthogonal functions of length n) has the property that over the interval of n bits, the cross-correlation between all the different sequences within the set is zero. This can be seen by noting that every sequence differs from every other
5 sequence in exactly half of its bits. It should also be noted that there is always one sequence containing all zeroes and that all the other sequences contain half ones and half zeroes. The Walsh symbol which consists all logical zeros instead of half one's and zero's is called the Walsh zero symbol.

On the reverse link channel from the mobile unit to the base station,
10 no pilot signal exists to provide a phase reference. Therefore a method is needed to provide a high-quality link on a fading channel having a low E_b/N_0 (energy per bit/noise power density). Walsh function modulation on the reverse link is a simple method of obtaining 64-ary modulation with coherence over the set of six code symbols mapped into the 64 Walsh codes.
15 The characteristics of the terrestrial channel are such that the rate of change of phase is relatively slow. Therefore, by selecting a Walsh code duration which is short compared to the rate of change of phase on the channel, coherent demodulation over the length of one Walsh code is possible.

On the reverse link channel, the Walsh code is determined by the
20 information being transmitted from the mobile unit. For example a three bit information symbol could be mapped into the eight sequences of $W(8)$ given above. An "unmapping" of the Walsh encoded symbols into an estimate of the original information symbols may be accomplished in the receiver by a Fast Hadamard Transform (FHT). A preferred "unmapping" or selection
25 process produces soft decision data which can be provided to a decoder for maximum likelihood decoding.

An FHT is used to perform the "unmapping" process. An FHT correlates of the received sequence with each of the possible Walsh sequences. Selection circuitry is employed to select the most likely correlation value,
30 which is scaled and provided as soft decision data.

A spread spectrum receiver of the diversity or "rake" receiver design comprises multiple data receivers to mitigate the effects of fading. Typically each data receiver is assigned to demodulate a signal which has traveled a different path, either through the use of multiple antennas or due to the
35 multipath properties of the channel. In the demodulation of signals modulated according to an orthogonal signaling scheme, each data receiver correlates the received signal with each of the possible mapping values using an FHT. The FHT outputs of each data receiver are combined and selection

circuitry then selects the most likely correlation value based on the largest combined FHT output to produce a demodulated soft decision symbol.

In the system described in the above-referenced U.S. Patent No. 5,103,459, the call signal begins as a 9600 bit per second information source
5 which is then converted by a rate 1/3 forward error correction encoder to a 28,800 symbols per second output stream. These symbols are grouped 6 at a time to form 4800 Walsh symbols per second, each Walsh symbol selecting one of sixty-four orthogonal Walsh functions that are sixty-four Walsh chips in duration. The Walsh chips are modulated with a user-specific PN
10 sequence generator. The user-specific PN modulated data is then split into two signals, one of which is modulated with an in-phase (I) channel PN sequence and one of which is modulated with a quadrature-phase (Q) channel PN sequence. Both the I channel modulation and the Q channel modulation provide four PN chips per Walsh chip with a 1.2288 MHz PN spreading rate.
15 The I and the Q modulated data are Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK) combined for transmission.

In the CDMA cellular system described in the above-referenced U.S. Patent No. 4,901,307, each base station provides coverage to a limited geographic area and links the mobile units in its coverage area through a
20 cellular system switch to the public switched telephone network (PSTN). When a mobile unit moves to the coverage area of a new base station, the routing of that user's call is transferred to the new base station. The base station-to-mobile unit signal transmission path is referred to as the forward link and, as noted above, the mobile unit-to-base station signal transmission
25 path is referred to as the reverse link.

As described above, the PN chip interval defines the minimum separation two paths must have in order to be combined. Before the distinct paths can be demodulated, the relative arrival times (or offsets) of the paths in the received signal must first be determined. The channel element modem
30 performs this function by "searching" through a sequence of potential path offsets and measuring the energy received at each potential path offset. If the energy associated with a potential offset exceeds a certain threshold, a signal demodulation element may be assigned to that offset. The signal present at that path offset can then be combined with the contributions of other
35 demodulation elements at their respective offsets. A method and apparatus of demodulation element assignment based on searcher demodulation element energy levels is disclosed in co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902 entitled "DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS," filed

October 28, 1993, assigned to the assignee of the present invention. Such a diversity or rake receiver provides for a robust digital link, because all paths have to fade together before the combined signal is degraded.

Figure 1 shows an exemplary set of signals from a single mobile unit arriving at the base station. The vertical axis represents the power received in decibels (dB). The horizontal axis represents the delay in the arrival time of a signal due to multipath delays. The axis (not shown) going into the page represents a segment of time. Each signal spike in the common plane of the page has arrived at a common time but has been transmitted by the mobile station at a different time. In a common plane, peaks to the right were transmitted at an earlier time by the remote unit than peaks to the left. For example, the left-most peak spike 2 corresponds to the most recently transmitted signal. Each signal spike 2-7 has traveled a different path and therefore exhibits a different time delay and a different amplitude response. The six different signal spikes represented by spikes 2-7 are representative of a severe multipath environment. Typical urban environments produces fewer usable paths. The noise floor of the system is represented by the peaks and dips having lower energy levels. The task of a searcher element is to identify in the delay as measured by the horizontal axis of signal spikes 2 - 7 for potential demodulation element assignment. The task of the demodulation elements is to demodulate a set of the multipath peaks for combination into a single output. It is also the task of the demodulation elements once assigned to a multipath peak to track that peak as it may move in time.

The horizontal axis can also be thought of as having units of PN offset. At any given time, the base station receives a variety of signals from a single mobile unit, each of which has traveled a different path and may have a different delay than the others. The mobile unit's signal is modulated by a PN sequence. A copy of the PN sequence is also generated at the base station. At the base station, each multipath signal is individually demodulated with a PN sequence code aligned to its timing. The horizontal axis coordinates can be thought of as corresponding to the PN sequence code offset which would be used to demodulate a signal at that coordinate.

Note that each of the multipath peaks varies in amplitude as a function of time as shown by the uneven ridge of each multipath peak. In the limited time shown, there are no major changes in the multipath peaks. Over a more extended time range, multipath peaks disappear and new paths are created as time progresses. The peaks can also slide to earlier or later offsets as the path distance change as the remote unit moves around in the coverage area of the base station. Each demodulation element tracks small variations in the signal

assigned to it. The task of the searching process is to generate a log of the current multipath environment as received by the base station.

In a typical wireless telephone communication system, the mobile unit transmitter may employ a vocoding system which encodes voice information in a variable rate format. For example, the data rate may be lowered due to pauses in the voice activity. The lower data rate reduces the level of interference to other users caused by the mobile unit transmitter. At the receiver, or otherwise associated with the receiver, a vocoding system is employed for reconstructing the voice information. In addition to voice information, non-voice information alone or a mixture of the two may be transmitted by the mobile unit.

A vocoder which is suited for application in this environment is described in copending U.S. patent application Ser. No. 07/713,661, entitled "VARIABLE RATE VOCODER," filed June 11, 1991 and assigned to the assignee of the present invention. This vocoder produces from digital samples of the voice information encoded data at four different rates, e.g. approximately 8,000 bits per second (bps), 4,000 bps, 2,000 bps and 1,000 bps, based on voice activity during a 20 millisecond (ms) frame. Each frame of vocoder data is formatted with overhead bits as 9,600 bps, 4,800 bps, 2,400 bps, and 1,200 bps data frames. The highest rate data frame which corresponds to a 9,600 bps frame is referred to as a "full rate" frame; a 4,800 bps data frame is referred to as a "half rate" frame; a 2,400 bps data frame is referred to as a "quarter rate" frame; and a 1,200 bps data frame is referred to as an "eighth rate" frame. In neither the encoding process nor the frame formatting process is rate information included in the data. When the mobile unit transmits data at less than full rate, the duty cycle of the mobile units transmitted signal is the same as the data rate. For example, at quarter rate a signal is transmitted from the mobile unit only one quarter of the time. During the other three quarters time, no signal is transmitted from the mobile unit. The mobile unit includes a data burst randomizer. Given the data rate of the signal to be transmitted, the data burst randomizer determines during which time slots the mobile unit transmits and during which time slots it does not. Further details on the data burst randomizer are described in copending U.S. patent application Serial No. 07/846,312, entitled "DATA BURST RANDOMIZER," filed March 5, 1992, and assigned to the assignee of the present invention.

At the base station, each individual remote unit signal must be identified from the ensemble of call signals received to be demodulated back into the original call signal of the mobile unit. A system and method for

demodulating a mobile unit signal received at a base station is described, for example, in U.S. Patent No. 5,103,459 . Figure 2 is a block diagram of the base station equipment described in U.S. Patent No. 5,103,459 for demodulating a reverse link mobile unit signal.

5 A typical prior art base station comprises multiple independent searcher and demodulation elements. The searcher and demodulation elements are controlled by a controller. In this exemplary embodiment, to maintain a high system capacity, each mobile station in the system does not continually transmit a pilot signal. The lack of a pilot signal on the reverse
10 link increases the time needed to conduct a survey of all possible time offsets at which a mobile station signal may be received. Typically, a pilot signal is transmitted at a higher power than the traffic bearing signals thus increasing the signal to noise ratio of the received pilot signal as compared to the received traffic channel signals. In contrast, ideally each mobile unit
15 transmits a reverse link signal which arrives with a signal level equal to the power level received from every other mobile unit therefore having a low signal to noise ratio. Also, a pilot channel transmits a known sequence of data. Without the pilot signal, the searching process must examine all possibilities of what data may have been transmitted.

20 For the system of Figure 2, each searcher contains one FHT processor capable of performing one FHT transform during a time period equal to the period of a Walsh symbol. The FHT processor is slaved to "real time" in the sense that every Walsh symbol interval one value is input and one value is output from the FHT. Therefore, to provide a rapid searching process, more
25 than one searcher element must be used. The searcher elements continually scan in search of a particular mobile station's information signal as controlled by system controller. The searcher elements scan a set of time offsets around the nominal arrival of the signal in search of multipath signals that have developed. Each of searcher elements supplies back to the controller the
30 results of the search it performs. The controller tabulates these results for use in the assignment of the demodulation elements to the incoming signals.

Figure 2 shows an exemplary embodiment of a prior art base station. The base station of Figure 2 has one or more antennas 12 receiving CDMA reverse link mobile unit signals 14. Typically, an urban base station's
35 coverage area is split into three sub-regions called sectors. With two antennas per sector, a typical base station has a total of six receive antennas. The received signals are down-converted to baseband by an analog receiver 16 that quantizes the received signal I and Q channels and sends these digital values over signal lines 18 to channel element modems 20. Each channel element

modem supports a single user. The modem contains multiple digital data receivers, or demodulation elements, 22, 24 and multiple searcher receivers 26. Microprocessor 34 controls the operation of demodulation elements 22 and 24, and searchers 26. The user PN code in each demodulation element and searcher is set to that of the mobile unit assigned to that channel element. Microprocessor 34 steps searchers 26 through a set of offsets, called a search window, that is likely to contain multipath signal peak suitable for demodulation elements assignment. For each offset, searcher 26 reports the energy it found at that offset back to microprocessor 34. Demodulation elements 22 and 24 are then assigned by microprocessor 34 to the paths identified by searcher 26 (i.e. the timing reference of their PN generators is moved to align it to that of the found path). Once a demodulation element has locked onto the signal at its assigned offset, it then tracks that path on its own without microprocessor supervision, until the path fades away or until the demodulation element is assigned to a better path by the microprocessor.

In Figure 2, the internal structure of only one demodulation element 22 is shown, but should be understood to apply to demodulation element 24 and searchers 26 as well. Each demodulation element 22, 24 or searcher 26 of the channel element modem has a corresponding I PN and Q PN sequence generator 36, 38 and the user-specific PN sequence generator 40 that is used to select a particular mobile unit. User-specific PN sequence output 40 is XOR'd by XOR gates 42 and 44 with the output of I PN and Q PN sequence generators 36 and 38 to produce PN-I' and PN-Q' sequences that are provided to despreader 46. The timing reference of PN generators 36, 38, 40 is adjusted to the offset of the assigned signal, so that despreader 46 correlates the received I and Q channel antenna samples with the PN-I' and PN-Q' sequence consistent with the assigned signal offset. Four of the despreader outputs, corresponding to the four PN chips per Walsh chip, are summed to form a single Walsh chip by accumulators 48, 50. The accumulated Walsh chip is then input into Fast Hadamard Transform (FHT) processor 52. FHT processor 52 correlates a set of sixty-four received Walsh chips with each of the sixty-four possible transmitted Walsh functions and outputs a sixty-four entry matrix of soft decision data. FHT output of FHT processor 52 for each demodulation element is then combined with those of other demodulation elements by combiner 28. The output of combiner 28 is a "soft decision" demodulated symbol. Soft decision data is the chosen demodulated symbol weighted by the confidence that it correctly identifies the originally transmitted Walsh symbol. The soft decision is then passed to forward error correction decoder 29 for further processing to recover the original call signal.

This call signal is then sent through digital link 30 that routes the call to public switched telephone network (PSTN) 32.

Like each demodulation element 22, 24, each searcher 26 contains a complete demodulation data path. Searcher 26 only differs from demodulation element 22 in how its output is used and in that it does not provide time tracking. For each offset processed, each searcher 26 finds the correlation energy at that offset by despreading the antenna samples, accumulating them into Walsh chips that are input to the FHT transform, performing the FHT transform and summing the maximum FHT output energy for each of the Walsh symbols for which the searcher dwells at an offset. The final sum is reported back to microprocessor 34. Generally each searcher 26 is stepped through the search window with the others as a group by microprocessor 34, each separated from its neighbor by half of a PN chip. In this way enough correlation energy exists at each maximum possible offset error of a quarter chip to ensure that a path is not missed by chance just because the searcher did not correlate with the exact offset of the path. After sequencing searchers 26 through the search window, microprocessor 34 evaluates the results reported back, looking for strong paths for demodulation elements assignment as described in above mentioned co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902.

The multipath environment is constantly changing as the mobile unit moves about in the base station coverage area. The number of searches that must be performed is set by the need to find multipath quickly enough so that the path may be put to good use by the demodulation elements. On the other hand, the number of demodulation elements required is a function of the number of paths generally found to be usable at any point in time. To meet these needs, the Figure 2 system has two searchers 26 and one demodulation element 24 for each of four demodulator integrated circuits (IC's) used, for a total of four demodulation elements and eight searchers per channel element modem. Each of these twelve processing elements contains a complete demodulation data path, including the FHT processor which takes a relatively large, costly amount of area to implement on an integrated circuit. In addition to the four demodulator IC's the channel element modem also has a modulator IC and a forward error correction decoder IC for a total of 6 IC chips. A powerful and expensive microprocessor is needed to manage and coordinate the demodulation elements and the searchers. As implemented in the modem of Figure 2, these circuits were completely independent and require the close guidance of microprocessor 34 to sequence through the correct offsets, and handle the FHT outputs. Every Walsh symbol

microprocessor 34 receives an interrupt to process the FHT outputs. This interrupt rate alone necessitates a high powered microprocessor.

It would be advantageous if the six IC's required for a modem could be reduced to a single IC needing less microprocessor support, thereby reducing the direct IC cost and board-level production cost of the modem, and allowing migration to a lower cost microprocessor (or alternately a single high powered microprocessor supporting several channel element modems at once). Just relying on shrinking feature sizes of the IC fabrication process and placing the six chips together on a single die is not enough; the fundamental architecture of the demodulator needs to be redesigned for an truly cost effective single chip modem. From the discussion above, it should be apparent that there is a need for a signal receiving and processing apparatus that can demodulate a spread spectrum call signal in a lower cost, and more architecturally efficient manner.

The present invention is a single, integrated search processor that can quickly evaluate large numbers of offsets that potentially contain multipath of a received call signal. For the system of Figure 2, each searcher contains one FHT processor capable of performing one FHT transform per Walsh symbol. To obtain extra searcher processing power in the Figure 2 approach, additional discrete searcher elements must added, each with its own FHT processor. A fundamental aspect of the invention is to decouple the sequencing of the FHT processor from real time, and instead to use a single time sliced FHT processor shared between the demodulation and the searching processes. To take full advantage of the rapid FHT processing requires that the FHT processor be supplied with a rapid stream of data. The present invention incorporates an efficient mechanism of supplying data to the FHT processor.

SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with the invention, a signal demodulator for a spread spectrum communication system uses a single, integrated search processor to quickly evaluate large numbers of offsets that potentially contain multipath of a received call signal. After completing an assigned search, the integrated search processor presents a summary of the best candidate paths for assignment of the demodulation elements.

Operation of the integrated search processor is based on a demodulation of the Walsh encoded antenna samples using a Fast Hadamard Transform (FHT) processor engine. The FHT processor engine can operate at many times the real time rate at which the data is received. For example in the preferred embodiment, the FHT processor engine can produce 32 Walsh

symbol correlation results in the time that the system receives one Walsh symbol worth of data.

To take advantage of the fast FHT processor engine, a system is needed to supply the FHT processor engine with data at a correspondingly high rate.

- 5 In the preferred embodiment, the antenna samples are spread spectrum modulated and must be despread before being passed to the FHT processor engine.

Two buffers are needed to supply the despreader with input: a first buffer is needed to store the antenna data samples and a second buffer is
10 needed to store PN sequence samples. Because there are more bits of data associated with the antenna samples than with the PN sequence, it is advantageous to limit the number of the antenna data samples that needs to be stored even if it means extending the number of the PN sequence data which must be stored. The antenna sample buffer in the preferred
15 embodiment can store two Walsh symbols worth of data. It is written to and read from in a circular manner. The PN sequence buffer contains four Walsh symbols worth of data in the preferred embodiment.

To facilitate the circular manner of operation of the antenna sample buffer, the operation of the integrated search processor is broken down into
20 groups of discrete searches. Each group of discrete searches is called a search rake. Each discrete search is called a rake element. Each rake element corresponds to one Walsh symbol worth of data and one FHT processor engine transform operation. The circular buffer operates such that each successive rake element in a search rake is offset from the preceding rake
25 element by one half of a PN sequence chip and by one half offset in time. In this configuration, each rake element in a common search rake is correlated with the same PN sequence.

Groups of search rakes can be specified in a search windows. Groups of search windows can be specified as antenna search sets. An antenna search
30 sets can be specified by a microprocessor by designating a few parameters. The integrated search processor then performs the designated searches and supplies the results back to the microprocessor with no further input from the microprocessor. In this manner the integrated search processor performs a plurality of searches quickly with minimum amount of processor interaction.

35

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The features, objects, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when

taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

Figure 1 represents an exemplary severe multipath signal condition;

Figure 2 is a block diagram of a prior art communications network
5 demodulation system;

Figure 3 represents an exemplary CDMA telecommunications system constructed in accordance with the present invention;

Figure 4 is a block diagram of a channel element modem constructed in accordance with the present invention;

10 Figure 5 is a block diagram of the search processor;

Figure 6 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer using a first offset;

Figure 7 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer for a second accumulation at the first offset of Figure 6;

15 Figure 8 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer for a second offset;

Figure 9 is a graph showing how the searcher processes the receiver input as a function of time;

Figure 10 is a block diagram of the searcher front end;

20 Figure 11 is a block diagram of the searcher despreader;

Figure 12 is a block diagram of the searcher result processor;

Figure 13 is a block diagram of the searcher sequencing control logic;

Figure 14 is a timing diagram showing the processing sequence depicted in Figure 5, showing the corresponding states of certain control logic elements
25 presented in Figure 13; and

Figure 15 is an alternative block diagram of the search processor.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

30 The present invention can be implemented in a wide variety of data transmission applications and in the preferred embodiment illustrated in Figure 2 is implemented within a system 100 for voice and data transmission in which a system controller and switch, also referred to as mobile telephone switching office (MTSO) 102, performs interface and control functions to
35 permit calls between mobile units 104 and base stations 106. MTSO 102 also controls the routing of calls between public switched telephone network (PSTN) 108 and the base stations 106 for transmission to and from the mobile units 104.

40 Figure 4 illustrates channel element modem 110 and other elements of the base station infrastructure operating in accordance with the CDMA